BERLIN

FUNK-TECHNIK

A 3109 D

18 | 1965

2. SEPTEMBERHEFT

mit Elektronik-Ingenieur

GRUNDIG

CASSETTEN-Tonbandgerät C 100

»System DC-International«

Das von GRUNDIG auf der Stuttgarter Funkausstellung vorgestellte Cassetten-Tonbandgerät C 100 und die dazugehörige neuartige Cassette »System DC-International« haben das Rätselraten um diese vielbesprochene Neuentwicklung beendet. (Es darf übrigens gesagt werden: GRUNDIG war es nicht allein. Andere namhafte Firmen hatten sich bereits zu diesem Zeitpunkt gleichfalls für das »System DC-International« entschieden. Bestimmt nicht ohne Grund!)

Hier zeigen wir Ihnen Gerät und Cassette für das »System DC-International«. Jetzt können auch Sie sich ein Urteil bilden und unsere Argumente unvoreingenommen prüfen.

Wir behaupten nicht: „Dieses System ist das einzige . . ."

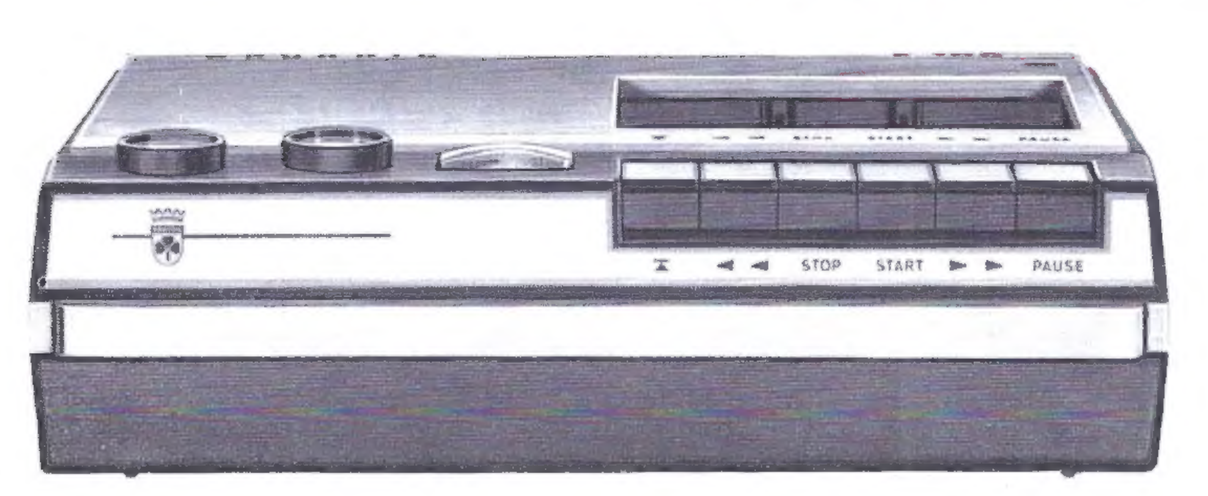
GRUNDIG betont: Das »System DC-International« stellt keine Übergangslösung dar. Keine übereilte Entwicklung, die später ebenso schnell wesentlicher Änderungen bedarf. Es ist bis ins kleinste Detail durchdacht und daher zukunftssicher. Es wird auch die weiteren Entwicklungen anderer Gerätehersteller entscheidend beeinflussen.

Wir behaupten nicht: „Unsere Kassette ist die kleinste . . ."

GRUNDIG betont: Es gibt überhaupt keine besondere GRUNDIG Cassette. Die neue Cassette trägt die Bezeichnung »System DC-International«. Doch diese Cassette ist die kleinste, die eine Gesamtspielzeit von vollen zwei Stunden möglich macht. Hier entscheiden nicht Millimeter, sondern im Interesse des Kunden die längste Spieldauer.

Wir behaupten nicht: „Unser Gerät ist das allerbilligste . . ."

GRUNDIG betont: Das Cassetten-Tonbandgerät C 100 ist im Hinblick auf seinen besonderen konstruktiven Aufwand äußerst preiswert. Jeder anspruchsvolle Käufer wird die lange Lebensdauer des hier verwendeten neuartigen Motors, die hervorragenden Gleichlaufeigenschaften, vor allem aber die Wiedergabequalität des großen Speziallautsprechers richtig einzuschätzen wissen.



Bei den im Handel erhältlichen bespielten Cassetten sind die Urheberrechte bereits abgelöst. Auf Leer-Cassetten ist die Aufnahme urheberrechtlich geschützter Werke der Musik und Literatur nur mit Einwilligung der Urheber oder deren Interessenvertretungen wie zum Beispiel GEMA, GVL, VGW usw. gestattet.

FUNK-TECHNIK

RUNDFUNK · FERNSEHEN
PHONO · HI-FI-TECHNIK
MAGNETTON · AMATEURFUNK
MESSTECHNIK · ELEKTRONIK

AUS DEM INHALT

2. SEPTEMBERHEFT 1965

gelesen · gehört · gesehen 732

FT meldet 734

Stuttgarter Impressionen 737

»Fernseh-Philetta« — Ein moderner Fernsehkoffer 738

Persönliches 739

Kenngrößen von Empfangsantennen
Die Wirkfläche von Dipolanordnungen 740

Eintakt-A-Endstufen mit Transistoren 741

Erste Kurzinformationen aus Stuttgart 744

Thyristor-Schaltgerät zur vollautomatischen Steuerung von Batterieladegeräten 745

Elektronik-Ingenieur
Dimensionierungshinweise für einen kompensierten Videoverstärker 747

Meßtechnik
Der Rauschgenerator und seine Anwendung in der Praxis 751

Für den KW-Amateur
Amateur-SSB-Sender »SB-400 E« 753

FT-Bastel-Ecke
Elektronischer Blumenwächter 756

Schallplatten für den Hi-Fi-Freund 758

Vom Sender zum Bildschirm
Moderne Fernsehempfangstechnik 760

Unser Titelbild: Blick auf das Drucktastenaggregat des neuen Schaub-Lorenz-Reiseempfängers »Intercontinental« (s. auch S. 732)
Foto: Schaub-Lorenz

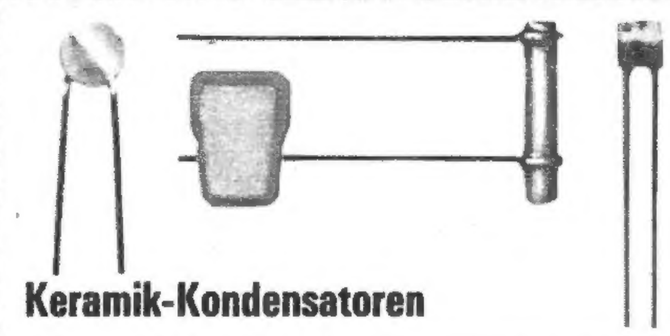
Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen. Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser. Seiten 730, 735, 736, 749, 757, 759, 761, 762 und 766—768 ohne redaktionellen Teil

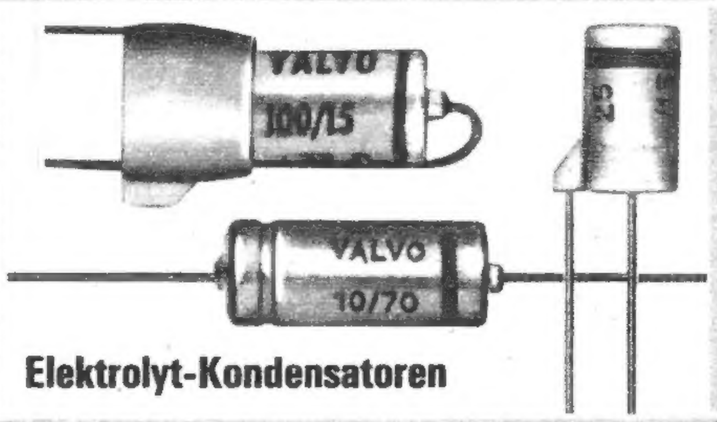
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

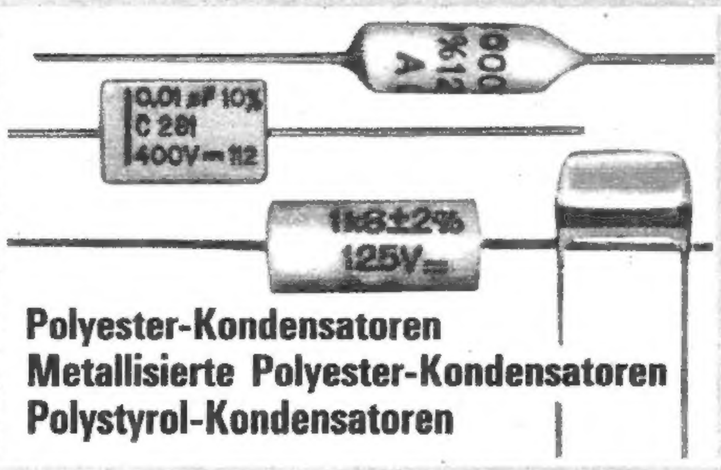
Karlsruhe

Kondensatoren für Rundfunk- und Fernsehempfänger


Keramik-Kondensatoren



Elektrolyt-Kondensatoren



Polyester-Kondensatoren
Metallisierte Polyester-Kondensatoren
Polystyrol-Kondensatoren

Miniatur-Drehkondensatoren
Keramische Rohrtrimmer
Konzentrische Lufttrimmer

H 0465/640

VALVO GMBH HAMBURG

Sternfahrt der Tonbandamateure nach München

Die *Uher-Werke*, München, veranstalten am 16. Oktober 1965 eine Sternfahrt nach München, zu der jeder Tonbandamateur, der einen gültigen Führerschein besitzt, zugelassen ist. Die Zielkontrolle befindet sich bei den *Uher-Werken* in München. Dort erhält jeder eintreffende Teilnehmer ein Pikkolo-Band mit Thema-Angabe zur Anfertigung einer Reportage. Außerdem findet hier noch ein Geschicklichkeitswettbewerb statt. Bewertet werden die Reportage, die Fahrtstrecke und die Geschicklichkeitsfahrt. Weitere Auskünfte und Anmeldungen beim Organisationskomitee: studio acustica Hamburg, 2 Hamburg 72, Swebenbrunnen Nr. 27 F, Telefon: 6 43 47 11, und Darmstädter Tonband- und Stereo-Freunde, 61 Darmstadt, Karlstraße 59, Telefon: 7 21 03.

Verkehrsautomation auf der IVA

Auf der Internationalen Verkehrsausstellung in München wird die verkehrsabhängige Lenkung des Straßenverkehrs auf dem Platz vor dem Ausstellungsgelände unter Einsatz von Elektronenrechnern praktisch demonstriert. Radar- und Ultraschall-Detektoren erfassen ununterbrochen das Verkehrsgeschehen an diesem Knotenpunkt und melden dem Rechner ihre Meßergebnisse kontinuierlich. Der Rechner „dosiert" in weitem Bereich die Grün-Zeiten innerhalb mehrerer Signalprogramme. Dadurch wird der Verkehrsfluß optimiert, so daß die Leistungsfähigkeit des Straßenknotens voll ausgenutzt wird. An einer Fernsehanlage mit 21 Bildschirmen können der von dem Rechner gesteuerte Verkehr sowie die Wirksamkeit des Rechners in allen Phasen dauernd beobachtet werden. Die hierbei verwendeten *Elliott*-Elektronenrechner sind Bestandteile der zur Zeit modernsten Verkehrsleitzentrale in der Halle 20, die nach Abschluß der IVA im Polizeipräsidium von München montiert wird und dann die automatische Verkehrslenkung am Stachus übernehmen soll.

SEL erhielt Auftrag von Eurocontrol

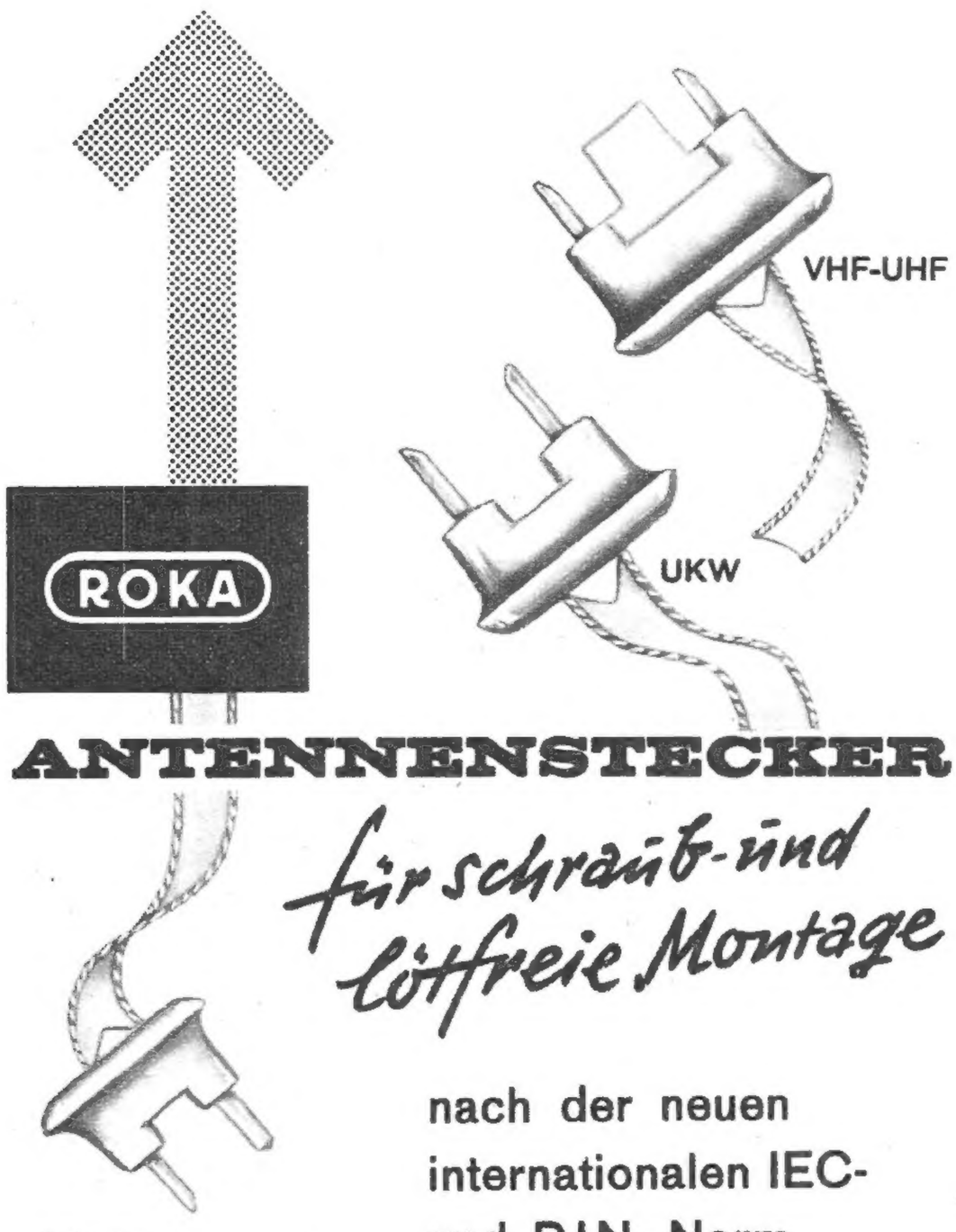
Im Zusammenhang mit dem von Eurocontrol geplanten System zur Verarbeitung und Übertragung von Sekundärradar-Daten für die zukünftige europäische Luftraumüberwachung erhielt die *SEL* im Rahmen eines Auftrages von Eurocontrol an die Firma *Elliott Automation* einen Unterauftrag in Höhe von etwa 500 000 DM auf Lieferung einer Versuchsanlage zur Aufbereitung von Sekundärradar-Informationen mit der Möglichkeit, sie auf schmalbandigen Kanälen zu übertragen. Diese werden so umgewandelt, daß sie direkt in einen *Elliott*-Rechner eingegeben und weiterverarbeitet werden können.

Reiseempfänger „Intercontinental"

Zur Funkausstellung brachte *Schaub-Lorenz* den Universal-Kofferempfänger „Intercontinental" mit 8 Wellenbereichen (U5KML) heraus (s. auch das Titelbild dieses Heftes). Der UKW-Teil dieses Gerätes ist mit Siliziumtransistoren bestückt und daher weitgehend unabhängig von Temperaturschwankungen; zur Stabilisierung der Betriebsspannung dient eine Zenerdiode. Weitere technische Daten: abschaltbare UKW-Scharfabstimmung, 4stufiger FM-ZF-Verstärker, Abstimmanzeige mit Mikroamperemeter (Zeigerweg etwa 40 mm), geregelte AM-Vorstufe, getrennter AM-Oszillator, 3stufiger AM-ZF-Verstärker mit Bandbreiteumschaltung, getrennte Walzenskala für die 5 KW-Bereiche, 4stufiger NF-Verstärker mit 2-W-Gegentakt-Endstufe, Anschluß für Außen- und Autoantenne, Stromversorgung (9 V) durch 6 Monozellen, über den eingebauten Netzteil aus dem Netz oder mit 6 ... 12 V Gleichspannung (Autobatterie) ohne Umschaltung.

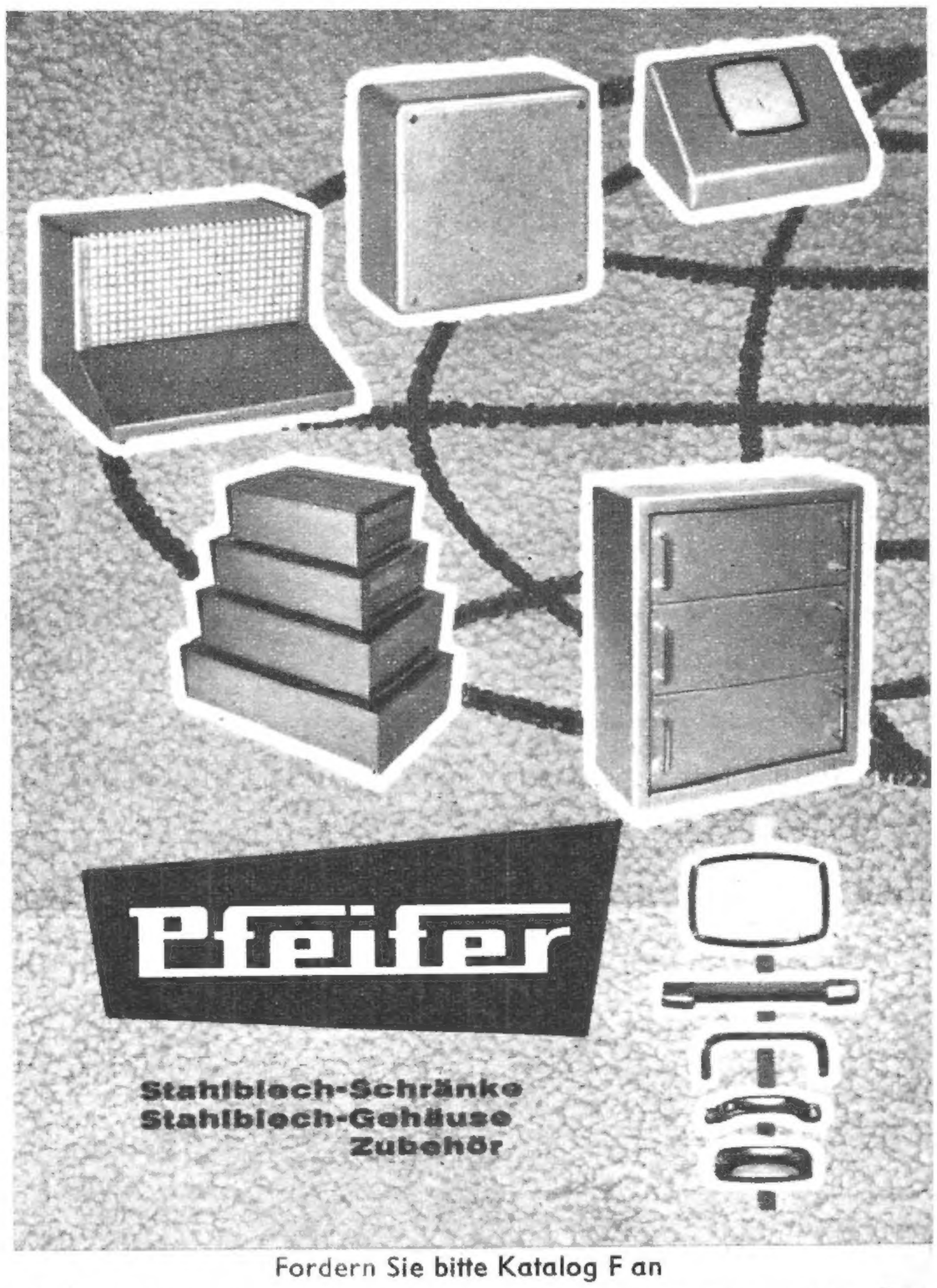
Miniatur-Kühler für elektronische Bauteile

Zur raschen Kühlung von elektronischen Bauteilen hat die englische Firma *The Hymatic Engineering Co. Ltd.* ein Miniatur-Gasverflüssigungsgerät entwickelt, das nur 43 mm lang ist und einen Durchmesser von 7 mm hat. Es wurde bereits erfolgreich zur Kühlung von Infrarot-Detektoren, Injektionslasern und parametrischen Verstärkern eingesetzt. Der Verflüssiger verwandelt Hochdruckgase wie Stickstoff, Argon und Luft in flüssige Form. Durch den Wärmeaustauscher strömt das Gas wieder zurück und übt dabei eine kühlende Wirkung auf einströmendes Gas aus. Dieser Vorgang wiederholt sich, bis an der Düse die Verflüssigung eintritt. Die Flüssigkeit sammelt sich dann in einer Kältekammer. Ein Dewar-Gefäß isoliert das ge-



ROBERT KARST · 1 BERLIN 61
GNEISENAUSTRASSE 27 · TELEFON 66 56 36 · TELEX 018 3057

Neuer Produktionszweig: Meßgerätegriffe



Fordern Sie bitte Katalog F an
BERNHARD PFEIFER · 401 HILDEN/RHLD.
Stahlblechgehäuse- und Apparatebau, Telefon 3500, Postfach 625

samte System gegen die Außentemperatur.

12″-Katodenstrahlröhre WX-30211 mit zwei rückwärtigen Fenstern

Die neue 12″-Katodenstrahlröhre WX-30211 von *Westinghouse* hat zwei rückwärtige Fenster zur Beobachtung, zur fotografischen Aufnahme oder für Projektionszwecke, die parallel zum Schirm angeordnet sind. Die Röhre ist mit elektrostatischer Hilfsablenkung ausgerüstet und arbeitet mit 12 kV Anodenspannung.

Thyristoren mit hoher Stromanstiegsgeschwindigkeit

Die *AEG* wird neben den Typen mit 1000 V Nennsperrspannung eine zweite Thyristoren-Reihe in ihr Fertigungsprogramm aufnehmen, die sich durch besonders hohe Stromanstiegsgeschwindigkeit auszeichnet. Bei einem zulässigen Wert für di/dt von erheblich mehr als 100 A/µs eignen sich diese neuen „Inverter-Thyristoren" besonders für den Einsatz in Wechselrichter- und Umrichterschaltungen. Mit ihnen lassen sich zahlreiche Probleme der Wechselrichtertechnik lösen, die bisher oft aufwendige Kunstschaltungen erforderten.

Silizium-pnp-Leistungstransistoren

Motorola liefert jetzt zwei Reihen von Silizium-*pnp*-Leistungstransistoren, und zwar als Komplementärtypen zu bereits seit längerem im Lieferprogramm enthaltenen *npn*-Transistoren. Die Transistoren 2N3789 ... 2N3792 (I_C = 10 A, U_{CE0} = 60 oder 80 V, B_{max} = 150, Verstärkungs-Bandbreite-Produkt 4 MHz) sind Komplementärtypen zu den *npn*-Transistoren 2N3713 ... 2N3716. Die Transistorpaare sind unter anderem für Hi-Fi-Endstufen großer Ausgangsleistung interessant.

Die zweite Reihe besteht aus den Typen 2N3719 und 2N3720 (I_C = 3 A, U_{CE0} = 40 beziehungsweise 60 V, B = 25 ... 180, Verstärkungs-Bandbreite-Produkt 60 MHz, t_r = 300 ns), die sich beispielsweise als Kerntreiber eignen. Die entsprechenden *npn*-Komplementärtypen sind 2N3506 und 2N3507.

Mikrominiaturisierter Rechner „ALERT"

Die amerikanische Weltraumbehörde NASA will im kommenden Jahr mit dem Versuchsflugzeug „X-15A-3" neue Steuer- und Navigationstechniken mit einem Hochgeschwindigkeits-Flugregelsystem von *Honeywell* erproben. Als zentrale Steuereinheit dient der neue mikrominiaturisierte *Honeywell*-Vielzweckrechner „ALERT". Der Rechner benötigt für eine vollständige 24stellige Addition nur 2 µs; er multipliziert in 12 µs und dividiert in 30 µs. Bei einer Speicherkapazität von 4096 Worten (ausbaufähig auf 32 768 Worte) hat dieser Rechner nur einen Rauminhalt von etwa 25 l und wiegt rund 17 kg; er arbeitet bei Temperaturen von —55 bis +85 °C und ist extrem stoßunempfindlich.

Hochstabilisierte Netzgeräte

Zum Einbau in elektronische Geräte und datenverarbeitende Systeme sowie zur Speisung von Transistorschaltungen, Meß- und Regelkreisen liefert *Coutant* hochstabilisierte Netzgeräte mit Ausgangsspannungen bis 60 V und für Ströme bis 30 A. Das Stabilisierungsverhältnis ist 5000 : 1 bei 10 % Netzspannungsschwankungen. Der Temperaturfehler ist kleiner als 0,02 %/°C, die Umgebungstemperatur kann —10 bis +60 °C sein. Die Geräte sind in gedruckter Schaltung ausgeführt und ausschließlich mit Siliziumhalbleitern bestückt. Ein Überlastungsschutz ist eingebaut.

Generator mit radioaktivem Antrieb

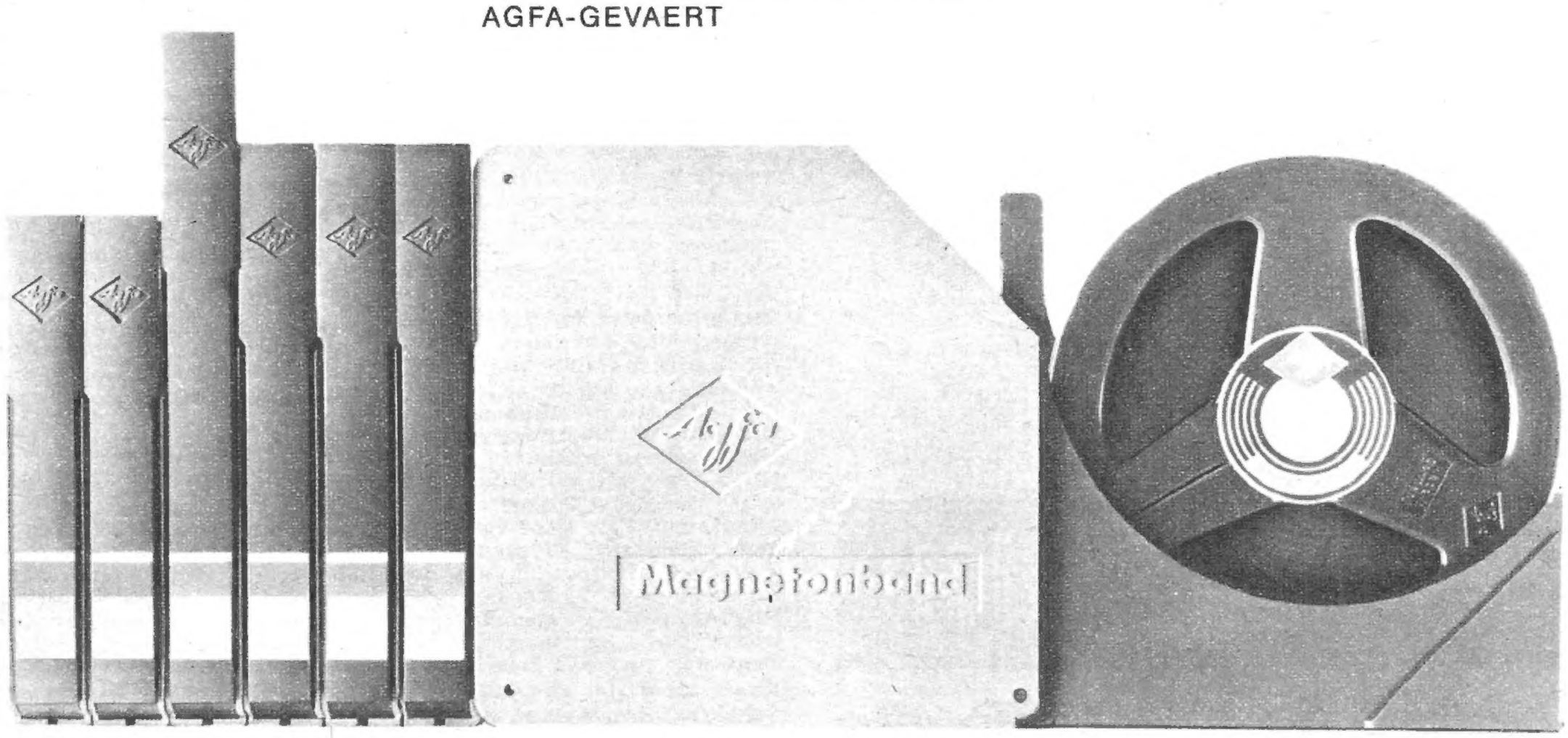
Unter der Bezeichnung „Ripple" (radioaktiver Impulsgenerator mit Isotopenantrieb) wurde im Atomforschungszentrum Harwell ein Generator entwickelt, der das radioaktive Isotop Strontium 90 enthält. Dieses Isotop erzeugt Wärme, die mit Hilfe von Wismut-Tellur-Thermoelementen in Elektrizität umgewandelt wird. Kleine Generatoren dieser Art haben eine Lebensdauer von mehr als 10 Jahren und benötigen keine Kraftstoffzufuhr. Sie eignen sich besonders zur Verwendung an abgelegenen Stellen, zum Beispiel in Leuchttürmen. Ein derartiger Generator ist „Ripple II", der etwa 30 mW liefert und eine Sekundärbatterie auflädt, die eine Xenon-Blinkröhre speist.

Siliziumtransistor 2N3818

Der neue 25-V-*npn*-Silizium-Leistungstransistor 2N3818 von *Motorola*, der bei 100 MHz bis zu 15 W Ausgangsleistung abgibt, ist zur Verwendung in C-Verstärkern, als Treiber oder in UHF-Einseitenbandverstärkern bestimmt. Die Leistungsverstärkung ist 7 dB, die Verlustleistung 25 W bei 25 °C Umgebungstemperatur.

Blickfang

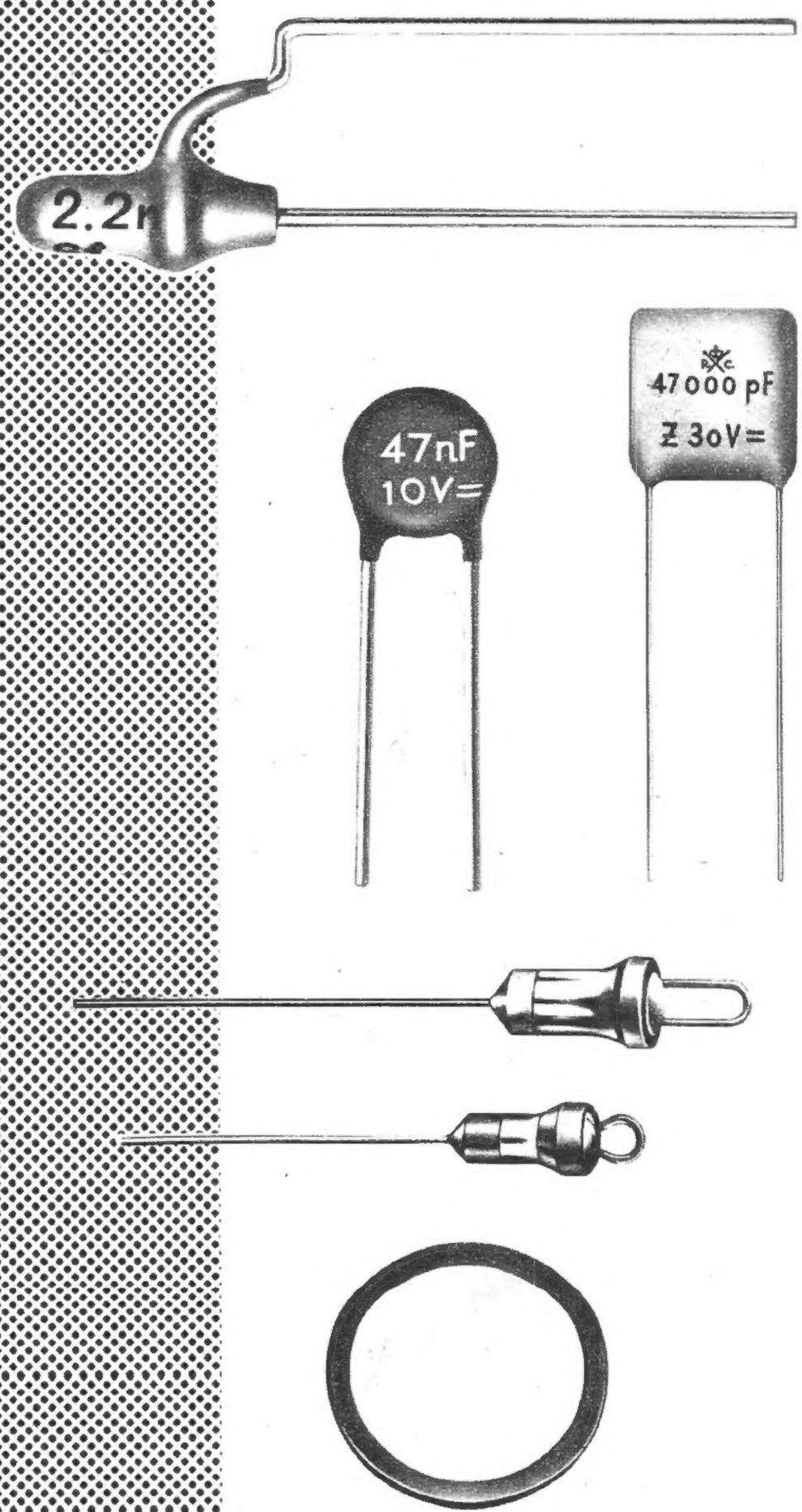
im Bandvorrat Ihres Fachgeschäftes ist die Novodur-Kassette: elegant, formschön, schlagfest und staubunempfindlich. Sie paßt in jedes Bücherregal. Ideal für die Aufbewahrung des wertvollen Agfa Magnetonbandes aus Polyester. Fachleute und Amateure schätzen es wegen seiner besonderen Vorzüge: optimale Wiedergabe von Musik und Sprache. Tropenfest, schmiegsam und unverwüstlich!
AGFA-GEVAERT



Bei der Aufnahme von Literatur und Musik sind bestehende Urheber- und Leistungsschutzrechte, zum Beispiel der Gema, zu beachten.

Rosenthal RIG

Keramische Kondensatoren für Kabelausgleich
Keramik-Kleinkondensatoren
Keramik-Leistungskondensatoren nach MIL-Spezifikation
Keramische Bauteile
Lötleisten - keramische
Werkstoffe - keramische



ROSENTHAL-ISOLATOREN-GMBH
8672 Selb/Bayern
WERK III

Ton- und Fernseh-Rundfunkgenehmigungen

Die Anzahl der Fernseh-Rundfunkgenehmigungen im Bundesgebiet und West-Berlin erhöhte sich im Juli 1965 um 67 138 (Vormonat: 55 419, gleicher Vorjahresmonat: 47 792) auf 10,822 Millionen am 1. August 1965. Gleichzeitig nahm die Anzahl der Ton-Rundfunkgenehmigungen um 26 922)Vormonat: 10 108, gleicher Vorjahresmonat: 8008) auf 17,718 Millionen zu.

Technische Akademie e. V.

Die Technische Akademie e. V. in Eßlingen a. N. führt im Oktober und November 1965 unter anderem folgende Seminare und Kurse durch: Digitale Elektronik (6.–8. 10. 1965), Praxis der rationellen Dokumentation (18. bis 19. 10. 1965), Neue Entwicklungen und Anwendungen auf dem Gebiet der Transistortechnik (20. bis 21. 10. 1965) und Integrierte Schaltkreise für digitale Anwendungen (3.–5. 11. 1965). Anmeldungen und Auskünfte: Sekretariat der Technischen Akademie e. V., 73 Eßlingen a. N., Vogelsangstraße 1, Telefon: 35 33 86.

Woche des Tonbandes 1965

Vom 19.–26. September 1965 findet in Fulda die Woche des Tonbandes 1965 statt. Die Veranstaltung steht unter dem Motto „30 Jahre Tonbandgeräte – 30 Jahre Heimakustik" und verspricht mit ihrem reichhaltigen Programm (Tonband – bewährtes Hilfsmittel der Mission; Tonband – unentbehrlicher Freund des Nichtsehenden; Tonband und Sprachlabor – zwei moderne Lehrmittel; Tonband in Heim und Familie; Tonband und Jugend; Tonband – ein Bindeglied; Tonbandhobby – frohe Freizeit für alle) wertvolle Erkenntnisse für die Jugendarbeit und Erwachsenenbildung. Eine Geräteausstellung in der Orangerie zeigt neben dem ersten Tonbandgerät und anderen historischen Leihgaben ein magnetisches Bildaufzeichnungsgerät, ein modernes Sprachlabor sowie Zubehör und Stereo-Anlagen. Örtliche Organisationsleitung: Tonband-Club Fulda im DTV e. V., 64 Fulda, Schumannstr. 52

Zusammenarbeit Saba und Klein + Hummel

Die Saba-Werke, Villingen, und Klein + Hummel, Stuttgart, haben sich zu einer engen Zusammenarbeit entschlossen. Die Erzeugnisse von Klein + Hummel werden unter der Bezeichnung „Saba Telewatt" in das Vertriebsprogramm der Saba-Werke übernommen, die damit ihr Angebot an Rundfunk- und Musikwiedergabegeräten abrunden. Das von Klein + Hummel den Saba-Werken übertragene Vertriebsrecht ist exklusiv; es betrifft mehr als 100 Länder, in denen die Saba-Vertriebsorganisation vertreten ist. Beide Firmen haben sich zu dieser Kooperation entschlossen, um der zunehmenden Bedeutung des Hi-Fi-Geschäftes Rechnung zu tragen. Die Zusammenarbeit bezieht sich auch auf einen engen Erfahrungsaustausch auf dem Gebiet der Entwicklung und Produktion. Sie hat jedoch keinen Einfluß auf den Status beider Firmen als unabhängige Privatunternehmen. Es sind weder Beteiligungen noch andere kapitalmäßige Verpflichtungen vorgesehen.

Die Endverkaufspreise sämtlicher Bausteine des Saba-Hi-Fi-Programms (außer für Tonbandgeräte und deren Zubehör) wurden beim Bundeskartellamt zur Preisbindung angemeldet.

5 % Umsatzsteigerung bei Philips im ersten Halbjahr 1965

Bei den N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven, ist der Umsatz im ersten Halbjahr 1965 gegenüber dem gleichen Zeitraum des Vorjahres um 5 % gestiegen und hat eine Höhe von 3,294 Mrd. hfl. (erstes Halbjahr 1964: 3,13 Mrd. hfl.) erreicht. Diese Steigerung entspricht den Erwartungen für das Jahr 1965.

VDI-Tätigkeitsbericht 1964

Wie dem VDI-Tätigkeitsbericht 1964 zu entnehmen ist, haben die Fachgruppen des Vereins Deutscher Ingenieure im Jahre 1964 59 VDI-Richtlinien herausgebracht, und zwar hauptsächlich aus den Fachgebieten Förderwesen, Betriebstechnik, Feinwerktechnik, Konstruktion und Regelungstechnik, die als Ergebnisse der technisch-wissenschaftlichen Gemeinschaftsarbeit des VDI der gesamten Wirtschaft zur Verfügung stehen. – An den insgesamt 20 Tagungen (neben dem Deutschen Ingenieurtag), die 1964 veranstaltet wurden, nahmen 11 400 Personen teil.

VDE/VDI-Fachgruppe Meßtechnik

Um die Zusammenarbeit zwischen den technisch-wissenschaftlichen Vereinen in der Bundesrepublik auf dem Gebiet der Meßtechnik zu verstärken, wurden die betreffenden Fachgruppen des Vereins Deutscher Ingenieure und des Verbandes Deutscher Elektrotechniker zu einer neuen VDE/VDI-Fachgruppe Meßtechnik vereinigt. Für die Zusammenlegung war die sich immer wieder zeigende Überschneidung und Berührung der Aufgabengebiete, vor allem bei der Vorbereitung übergeordneter Veranstaltungen, ausschlaggebend. Außerdem war eine einheitliche Repräsentation der deutschen Meßtechnik notwendig, um in internationalen Organisationen auftreten zu können. Dem Beirat der neuen VDE/VDI-Fachgruppe Meßtechnik werden auch Vertreter der Nachrichtentechnischen Gesellschaft im VDE angehören, um eine Koordinierung mit den Arbeiten der NTG zu erreichen.

Daimler-Benz-Rechenzentrum mit Analogrechnern „RA 800 Hybrid"

Die Daimler-Benz AG hat ihr Rechenzentrum durch zwei Analogrechner „RA 800 Hybrid" von Telefunken erweitert, die mit einem bereits vorhandenen Rechner „RA 800" parallel arbeiten sollen. Die Anlage dient zur Berechnung der dynamischen Probleme beim Fahrzeugbau.

BAUELEMENTE

für Elektronik und Nachrichten-Technik

Empfänger- und Verstärkerröhren
Fernsehbildröhren
Ablenkmittel für Fernsehbildröhren
Spezialröhren für Elektronik
Spezialverstärkerröhren
Mikrowellenröhren
Senderöhren
Vakuumkondensatoren
Elektronenstrahlröhren für Oszillographen
Germanium-Transistoren
Silizium-Transistoren
Germanium-Dioden
Silizium-Dioden
Festkörper-Schaltkreise
Drehkondensatoren
Trimmerkondensatoren
Elektrolytkondensatoren
Kunststoffolienkondensatoren
Keramikkondensatoren
Schichtdrehwiderstände (Potentiometer)
Schichtwiderstände
Heißleiterwiderstände „NEWI"
UHF-Tuner
VHF-Tuner (Fernseh-Kanalschalter)
Allbandwähler
Druck- und Schiebetasten, Schalter

TELEFUNKEN
AKTIENGESELLSCHAFT
GESCHÄFTSBEREICH BAUELEMENTE
7900 Ulm

TELEFUNKEN

Wir senden Ihnen gern Druckschriften mit technischen Daten

SIEMENS

262 - 008

Siemens-Spezialverstärkerröhren

ECC 2000
Universal-Doppeltriode

Steile, rauscharme Universal-Doppeltriode mit getrennten Kathoden. Besonders geeignet für Cascodeschaltung in HF-Verstärkern sowie für Oszillatoren, Frequenzvervielfacher, Breitbandverstärker. Universell verwendbar in Antennenverstärkern

Lange Lebensdauer
Hohe Zuverlässigkeit
Enge Toleranzen
Stoß- und erschütterungsfest
Zwischenschichtfreie Spezialkathode

Technische Daten:

System I	System II	
U_a = 90 V	90 V	v_L (B = 8 MHz) = 30 dB
I_a = 27 mA	27 mA	$U_a \approx$ (60 Ω) = 6 V
S = 22 mA/V	17,5 mA/V	F = 2,5 kT_0
μ = 30	27	

ECC 8100
VHF-Doppeltriode

ECC 8100 – eine Doppeltriode mit kleiner Rückwirkung für den Frequenzbereich bis 300 MHz, bewährte 9-Stift-Miniaturausführung, besonders geeignet für Antennenverstärker Band III

2 Arbeitspunkte für Vor- und Endstufe (15 mA und 25 mA)
Universell einsetzbar
Geringes Rauschen und hohe Verstärkung
Einfache Neutralisation durch kleine Gitter-Anoden-Kapazität (0,45 pF)

Technische Daten:

System I	System II	
U_a = 90 V	90 V	v_L (B = 8 MHz) = 30 dB
I_a = 25 mA	25 mA	$U_a \approx$ (60 Ω) = 6 V
S = 16 mA/V	20 mA/V	F = 2,8 kT_0
μ = 30	30	

EC 8010
UHF-Triode

EC 8010 – eine neue UHF-Triode mit einem Frequenzbereich bis 1000 MHz für Endstufen, Breitbandverstärker, Antennenverstärker Band IV/V und Oszillatoren in Gitterbasisschaltung.

Hohe Verstärkung
Geringe Rückwirkung
Große Ausgangsleistung

Technische Daten:

U_a = 140 V	$C_{ak} \approx$ 0,1 pF
I_a = 25 bis 30 mA	f = 800 MHz
S = 28 bis 30 mA/V	$v_L \approx$ 15 dB
μ = 60	$U_a \approx$ (800 MHz, 60 Ω) ≈ 4 V

S I E M E N S & H A L S K E A K T I E N G E S E L L S C H A F T
W E R N E R W E R K F Ü R B A U E L E M E N T E · M Ü N C H E N

20. JAHRGANG · 1965 Nr. 18

Chefredakteur: WILHELM ROTH
Chefkorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

RUNDFUNK
FERNSEHEN
PHONO
MAGNETTON
HI-FI-TECHNIK
AMATEURFUNK
MESSTECHNIK
ELEKTRONIK

FUNK-TECHNIK

Stuttgarter Impressionen

Die Deutsche Funkausstellung 1965 in Stuttgart, der mancher Angehörige der Rundfunk- und Fernsehbranche in den vergangenen Monaten gelegentlich mit etwas gemischten Gefühlen ob des Erfolges entgegensah, hat alle Voraussagen übertroffen. Schon das erste Wochende zeigte, welches Interesse diese Ausstellung in weiten Kreisen des Publikums gefunden hat. Es war tatsächlich eine große Schau, um nicht zu sagen ein Volksfest. Bei Halbzeit zählte man schon über eine Viertelmillion Besucher, und mit einer Gesamtbesucherzahl von 566 000 wurde ein nicht erwarteter Rekord aufgestellt. Daß der maßgebende Fachhandel vollständig vertreten war, bedarf fast keiner Erwähnung — das war selbstverständlich. Daß aber darüber hinaus auch das Interesse der europäischen und außereuropäischen Fachwelt groß war, das war doch eine Überraschung.

Der unerwartet große Besucherstrom brachte für die Organisation mancherlei Schwierigkeiten mit sich, denn niemals zuvor sah das Stuttgarter Ausstellungsgelände in so wenigen Tagen eine so dicht gedrängte Menschenmenge. An den Wochenenden kam es in den Hallen zu lang anhaltenden Stockungen des Besucherstroms, weil für diese Menschenmengen die Fläche der Gänge einfach zu klein war. Hinzu kommt, daß die Besucher nicht im „Kreisverkehr" die Hallen passieren konnten, so daß der hin und her wogende Menschenstrom sich verkeilte. Auch die Verkehrsverhältnisse ließen manchmal zu wünschen übrig, und an Taxen mangelte es insbesondere an den Tagen sehr, an denen der Wettergott der Funkausstellung nicht ganz günstig gesinnt war. Die „Ordnungshüter" waren auch nicht immer in der Lage, den Besuchern die gewünschten Auskünfte zu geben, ebenso wie auch die Informationen über den Vorverkauf zu den öffentlichen Veranstaltungen der ARD und des ZDF für die Besucher unzureichend und gegebene Auskünfte manchmal sogar falsch waren.

Diese kritischen Bemerkungen schmälern aber den Erfolg der Ausstellung nicht, und man wird seitens der Ausstellungsleitung daraus lernen. Die Aussteller können jedenfalls mit dem Erfolg zufrieden sein, denn das Publikum zeigte sich über Erwarten stark interessiert. Dieses große Interesse verträgt sich eigentlich nicht ganz mit der geringen Fernsehdichte im Bereich des Süddeutschen Rundfunks. Mag sein, daß der Schwabe zuerst sein „Häusle" baut und erst dann an das Fernsehgerät denkt. Möglicherweise haben aber auch Handel und Industrie diesen Käuferkreis bisher noch nicht in der richtigen Form angesprochen. Sehr großes Interesse fanden auch Stereo und Hi-Fi. Da erfreulicherweise zahlreiche Stereo-Sender im Bereich des Süddeutschen Rundfunks in Betrieb genommen worden sind, wird dieser Markt für die nächste Zukunft besonders interessant sein.

Nach diesem erfolgreichen Start der Saison kann die gesamte Branche wiederum mit einem erfolgreichen Jahr rechnen. Im ersten Halbjahr 1965 lag die Zahl der verkauften Fernsehempfänger höher als im gleichen Zeitraum des Vorjahres. Wenn man in Händlerkreisen nicht immer den Optimismus der Industrie teilt und in diesem Zusammenhang auf Lagerbestände verweist, dann sollte bei solchen Überlegungen nicht vergessen werden, daß wegen des Mangels an Arbeitskräften heute seitens der Industrie anders geplant werden muß als noch vor wenigen Jahren. Geräte, die erst im Herbst und Winter in größeren Stückzahlen verkauft werden, müssen zum Teil schon im Frühjahr produziert werden. Selbstverständlich bietet die Industrie dem Handel diese Geräte auch sehr frühzeitig an, da es einen Neuheitentermin nicht mehr gibt. Bei diesem zeitlichen Ablauf der Produktion, der nicht mit den Absatzmöglichkeiten zusammenfällt, muß es zwangsweise zu etwas größeren Lagerbeständen bei Industrie und Handel kommen als während der eigentlichen Verkaufssaison. Offenbar hat aber die Industrie aus der Vergangenheit gelernt und zur Funkausstellung keine neuen Geräteprogramme herausgebracht, nur um etwas Neues zu zeigen. Was man in Stuttgart an neuen Geräten sah, waren fast ausschließlich Ergänzungstypen, die das bisherige Lieferprogramm abrunden. Die von manchen Händlern befürchtete Entwertung der Lagerbestände ist also nicht eingetreten, und Geräte, die beispielsweise zur Zeit der Hannover-Messe gekauft worden sind, haben heute genauso wie vor Monaten ihren Wert.

Wie nicht anders zu erwarten, sprach man in Stuttgart viel über die beiden Tonband-Kassettensysteme, mit denen sich Handel und Käufer jetzt auseinanderzusetzen haben. Ganz allgemein wurde diese Zweigleisigkeit bedauert, um so mehr, als das Kassettengerät ein für die Zukunft wichtiger Umsatzträger werden kann. Diese Frage wird noch aktueller, wenn im nächsten Jahr bespielte Tonbänder in Kassetten mit Werken aus dem Bereich der klassischen Musik in Stereo auf den Markt kommen. Es ist durchaus zu erwarten, daß in Zukunft die großen Musiktruhen neben dem Plattenabspielgerät auch ein Kassetten-Tonbandgerät enthalten werden. Eine vernünftige Lösung dieser Situation liegt also im Interesse aller, und es bleibt zu hoffen, daß die Beteiligten weiterhin im Gespräch bleiben. Wenn es keine akzeptable technische Lösung geben sollte, dann sollte zumindest ein Weg gefunden werden, um zu verhindern, daß die Wahl des Kassettensystems vom Repertoire-Angebot bestimmt wird. Zwei Geräte für verschiedene Kassettensysteme zu kaufen, kann man billigerweise niemandem zumuten. Die Güte eines Repertoires aber ist kein konstanter Faktor. Sie hängt oft von den langjährigen Verträgen mit Künstlern und im Bereich der Tanz- und Schlagermusik auch stark von dem sich schnell ändernden Publikumsgeschmack ab. Sollte die erstrebenswerte technische Lösung nicht kommen, dann sollten sich wenigstens die Schallplattenfirmen entschließen, bespielte Tonbänder für beide Kassettensysteme herauszubringen.

Erfreulich zu konstatieren war auch das Interesse an Hi-Fi-Anlagen. Zwar werden diese Geräte kaum einen Anteil von mehr als 5 Prozent am Gesamt-Umsatzvolumen überschreiten, aber sie sind trotzdem interessante Objekte für den gut geschulten Fachhandel, der hier seine besonderen Funktionen in die Waagschale werfen kann. Mehr und mehr hat sich inzwischen beim Fachhandel herumgesprochen, daß man Hi-Fi ebenso wie Stereo vorführen muß und daß man in Zukunft mehr Musik als technische Zahlenwerte verkaufen sollte. Entscheidend bleibt letzten Endes immer, was das Ohr hört und was der Mensch beim Anhören der Musik empfindet. Die Aufgabe der Zukunft wird deshalb sein, Musik über das Medium Technik zu verkaufen. Sehr zu begrüßen sind deshalb die jetzt erkennbar werdenden Ansätze zur „Ehrlichkeit" in der Hi-Fi-Werbung. Nicht die Magie der großen Zahl sollte hier herrschen, sondern das Bestreben, dem Kunden eine Anlage zu verkaufen, die seinem musikalischen Empfinden gerecht wird und ihm ein Maximum an Hörgenuß bietet. Hierzu ist die Schulungsarbeit des Deutschen High-Fidelity Instituts ein guter Weg. Ein Hilfsmittel für den Fachhandel aber kann die anläßlich der Funkausstellung erstmals der Öffentlichkeit präsentierte Demonstrationsschallplatte dieses Instituts sein.

Die Tore des Ausstellungsgeländes auf dem Stuttgarter Killesberg haben sich wieder geschlossen. Die Deutsche Funkausstellung 1965 war ein Erfolg für die gesamte Branche. Die kommenden Monate werden zeigen, ob die in Stuttgart gestellten optimistischen Prognosen in Erfüllung gehen und ob Rundfunk-, Fernseh-, Phono- und Tonbandgeräte mit allem, was dazu gehört, noch immer die liebsten Kinder des Publikums sind. Wir glauben: ja. *—th*

»Fernseh-Philetta«-Ein moderner Fernsehkoffer

Die Deutsche Funkausstellung in Stuttgart hat gezeigt, daß das Interesse an Fernseh-Zweitempfängern mit verhältnismäßig kleinen Bildröhren stark gestiegen ist. Die im folgenden beschriebene „Fernseh-Philetta" von *Philips*, die erstmals auf der Hannover-Messe 1965 der Öffentlichkeit vorgestellt wurde, ist ein typischer Vertreter dieser Geräteklasse, die nicht nur wegen ihrer schaltungstechnischen Details, sondern besonders auch wegen der manchmal ungewöhnlichen konstruktiven Lösungen (um die Wärmeabführung und die Belange des Service zu berücksichtigen) interessant ist.

Auch in Deutschland beginnt jetzt das Fernseh-Zweitgerät interessant zu werden. In manchen Familien besteht der Wunsch, neben dem Hauptempfänger mit 59-cm- oder 65-cm-Bildröhre noch ein kleineres, transportables Gerät zum ungestörten gleichzeitigen Empfang eines zweiten Programms zu haben.

Seit kurzem fertigt *Philips* die „Fernseh-Philetta", ein 28-cm-Gerät, in leistungsfähiger Technik und kompakter Bauweise, das an die seit Jahren bewährte *Philips* Rundfunk-„Philetta" erinnert.

Teiltransistorisierte Schaltung

Da die „Fernseh-Philetta" nur für Netzbetrieb ausgelegt ist, konnte sie eine gemischte Bestückung (12 Rö + 8 Trans + 12 Dioden + 1 Si-Gl) erhalten. Die schutzscheibenlose Bildröhre A 28–13 W liefert eine für ein Koffer-Zweitgerät ausreichende Bildgröße. Empfang ist bei ausreichender Senderversorgung mit der eingebauten Teleskop-Dipolantenne möglich; außerdem lassen sich Außenantennen anschließen. Weitere Anschlüsse sind für Ohrhörer und Lautsprecher vorhanden.

Der VHF-Kanalwähler ist als Trommelwähler mit gedruckten Spulen aufgebaut und mit Röhren bestückt. Als HF-Verstärker arbeitet die PC 900, als Misch- und Oszillatorröhre die PCF 801. Bei UHF-Empfang wird das Pentodensystem dieser Röhre als zusätzlicher ZF-Verstärker benutzt. Die Feinabstimmung kann durch die *Philips*-„Memomatic" auf allen VHF-Kanälen gespeichert werden.

Der in $\lambda/4$ Technik aufgebaute transistorisierte UHF-Tuner ist durch einen Vierfachdrehkondensator abgestimmt. Der abstimmbare Vorkreis verbessert die Spiegelselektion und die Kreuzmodulationsfestigkeit. Die HF-Stufe und die selbstschwingende Mischstufe sind mit Mesa-Transistoren AF 139 bestückt. Die Eingangsempfindlichkeiten sind für VHF und UHF gleich (maximale Eingangsspannung 100 mV). Erwähnt sei noch, daß die ZF-Spannung des UHF-Tuners zur ZF-Vorverstärkung über eine Brückenschaltung zum Pentodenteil der PCF 801 im VHF-Kanalwähler gelangt.

Der dreistufige Bild-ZF-Verstärker arbeitet mit Bandfilterkopplung. Die erste ZF-Stufe ist mit der Regelröhre EF 183, die zweite und dritte ZF-Stufe sind mit je einem Transistor AF 121 bestückt. Am Fußpunkt des Eingangsbandfilters liegen die beiden Nachbarkanal-Saugkreise, die etwa 500fache Unterdrückung ergeben. Der Saugkreis für die Eigentonunterdrückung (20fache Unterdrückung) ist am zweiten ZF-Bandfilter angekoppelt. Die beiden Transistoren sind über kapazitive Spannungsteiler (27 pF, 150 pF) an die Sekundärseiten der Bandfilter angepaßt. Dadurch eliminiert man weitgehend etwaige Einflüsse der Streuung der Transistor-Kennwerte, so daß man auf eine Neutralisierung der transistorisierten ZF-Stufen verzichten kann.

Die Videogleichrichterstufe ist als geschlossene, abgeschirmte Einheit aufgebaut. Sie enthält außerdem noch den Transistor der dritten Bild-ZF-Stufe. Über ein besonderes Filter am Fußpunkt der Gleichrichterschaltung wird die 5,5-MHz-Ton-ZF ausgekoppelt. Das Videosignal gelangt zur weiteren Verstärkung zur Video-Endröhre PCF 200, in deren Katodenkreis der Kontrast geregelt wird. Das Ansteuersignal der Bildröhre läßt sich mit dem Kontrastregler durch Änderung der Gegenkopplung der Video-Endröhre und Vorspannungsänderung der Taströhre im Bereich 15 V_{ss} ... 70 V_{ss} variieren. Der Triodenteil der PCF 200 (Taströhre) erzeugt die Regelspannung für die automatische Verstärkungsregelung.

Im zweistufigen Ton-ZF-Verstärker arbeiten zwei Transistoren AF 126. Der zweite Ton-ZF-Transistor ist im Abschirmbecher des Ratiodetektors untergebracht. Über den Lautstärkeregler und eine NF-Vorstufe mit dem Transistor AC 126 gelangt die NF zur Endröhre EL 95. Eine getrennte Wicklung des Ton-Ausgangsübertragers liefert die Spannung für die frequenzabhängige Gegenkopplung.

Das zweistufige Amplitudensieb ist mit der Röhre PCH 200 bestückt, die die Synchronimpulse abtrennt und begrenzt (Bild 1). Die Zeilensynchronimpulse werden an dem Differenzierkreis *L 270, C 270* abgenommen und der Phasenvergleichsschaltung zugeführt. Die Bildsynchronimpulse gelangen über das Integrationsglied *R 600, C 601* und die zusätzliche Begrenzerdiode *D 600* zum selbstschwingenden Vertikaloszillator.

Zum Ausblenden von Störimpulsen ist eine besondere Störaustastschaltung (Video-Noise-Inverter) mit dem Transistor *T 250* vorhanden, der das Videosignal vom Gitter der Video-Endröhre zugeführt wird. Bei über den Synchronpegel hinausragenden Störimpulsen öffnet die Diode *D 251*, und die Störimpulse gelangen dann direkt zum Gitter *1* des Amplitudensiebs *Rö 260a* und zum Gitter der Taströhre. Störimpulse mit kleineren Amplituden werden dagegen folgendermaßen ausgetastet: Das Signal gelangt über den 3,3-pF-Kondensator *C 250* zur Spule *L 250*. Es wird dann von der Diode *D 250* gleichgerichtet und durch den Transistor *T 250* verstärkt. Das verstärkte Signal wird zum Austasten der Störimpulse dem Gitter des Amplitudensiebs und der Taströhre zugeführt.

Im Zeilenoszillator arbeitet das Pentodensystem einer PCF 802 als Sinusgenerator. Die Triode liegt als Reaktanzröhre parallel zum Oszillatorkreis. Die Nachsteuerspannung für die Reaktanzröhre liefert die symmetrische Phasenvergleichsschaltung mit einem Fangbereich von ± 300 Hz. Die Zeilen-Endstufe ist mit den Röhren PL 81 und PY 81 bestückt und mit einem VDR-Widerstand stabilisiert. Erwähnenswert ist der für die 90°-Ablenkung der Bildröhre A 28–13 W recht niedrige Anodenstrom der PL 81 von nur 45 mA. Die neuentwickelte Röhre DY 51 liefert die Hochspannung von 11 kV.

In der Vertikal-Endstufe mit der PCL 85 wird ein spezieller Ausgangstransformator mit zusätzlichen Wicklungen für Rückkopplung und Gegenkopplung verwendet. Dadurch ist die Vertikalfrequenz sehr stabil und eine gegenseitige Beeinflussung der Einstellregler für Linearität, Bildhöhe und -frequenz ausgeschlossen.

Die Schaltung der „Fernseh-Philetta" enthält noch verschiedene Besonderheiten. Zum Beispiel wird die Heizspannung für die Bildröhre einer besonderen Wicklung des Zeilentransformators entnommen. Da diese Wicklung auf Plus-Potential liegt, bleibt die Spannung zwischen Katode und Faden niedrig. Aus dem Zeilentransformator werden aber auch die Bild- und Ton-ZF-Transistoren über einen Gleichrichter mit anschließender Siebkette gespeist. Außerdem wird der gesamte Heizkreis für die Fernsehempfängerröhren über einen mit 100 kOhm überbrückten 5-µF-Vorschaltkondensator direkt aus dem 220-V-Wechselstromnetz versorgt.

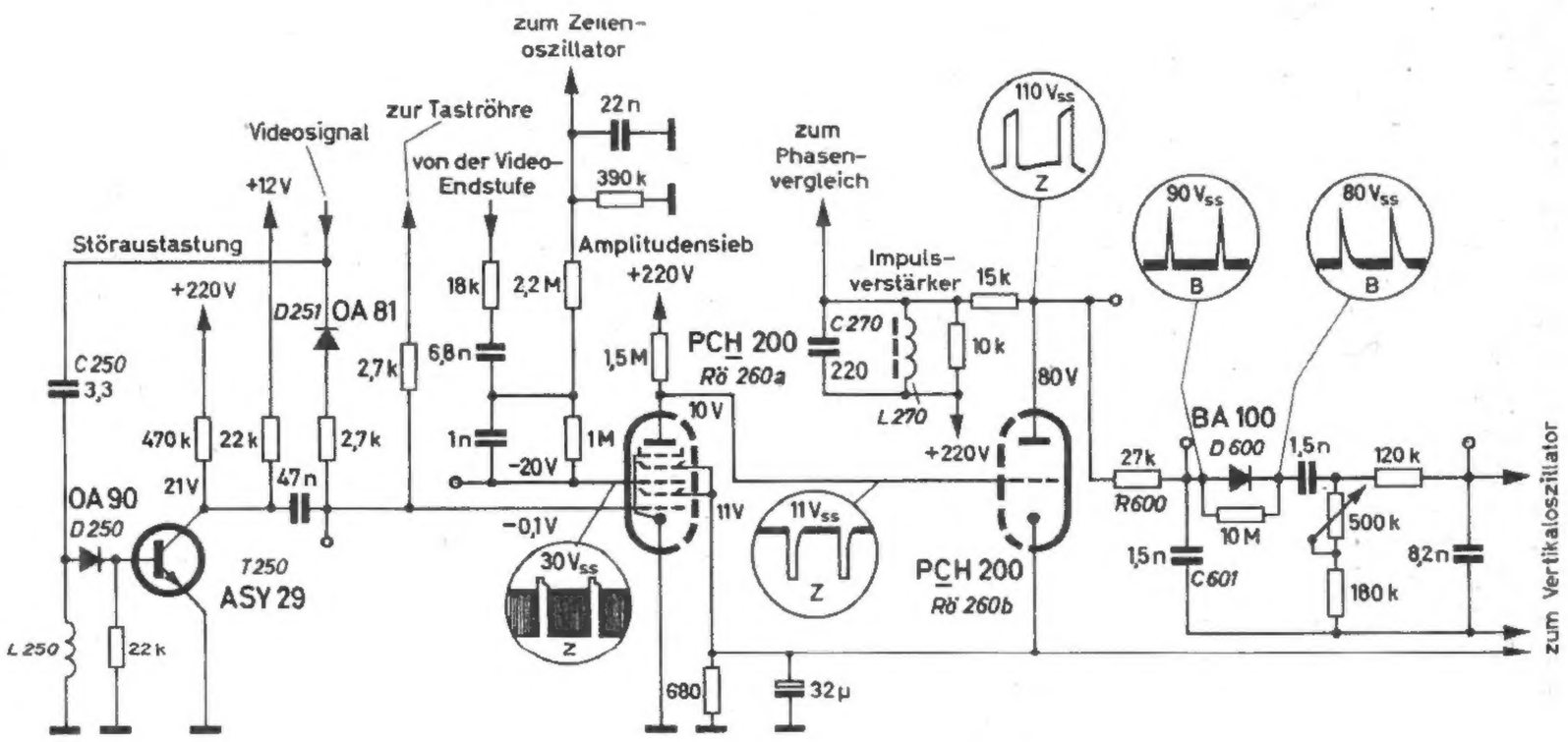


Bild 1. Schaltung des Amplitudensiebs und der Störaustastung

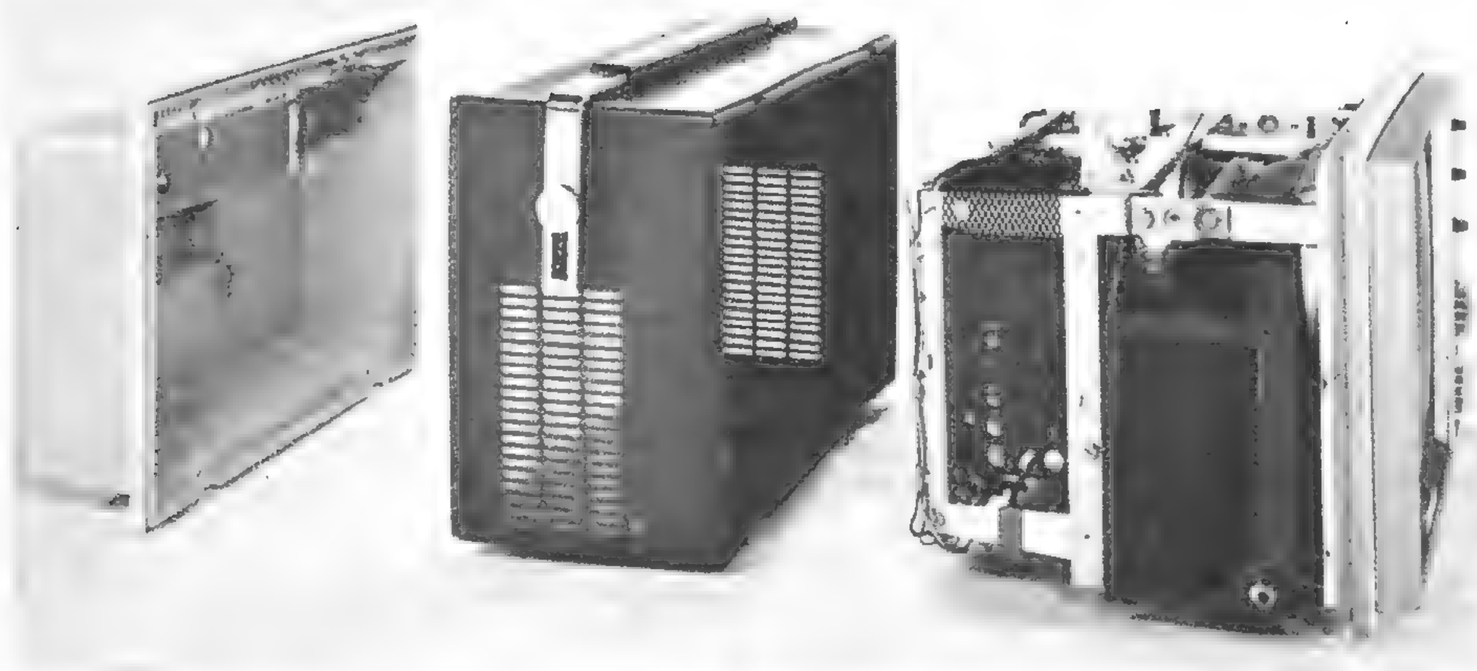


Bild 2 (oben). Nach Lösen der Rändelschrauben am Tragegriff der „Fernseh-Philetta" lassen sich Haube und Zwischenstück des Gehäuses leicht nach hinten abziehen

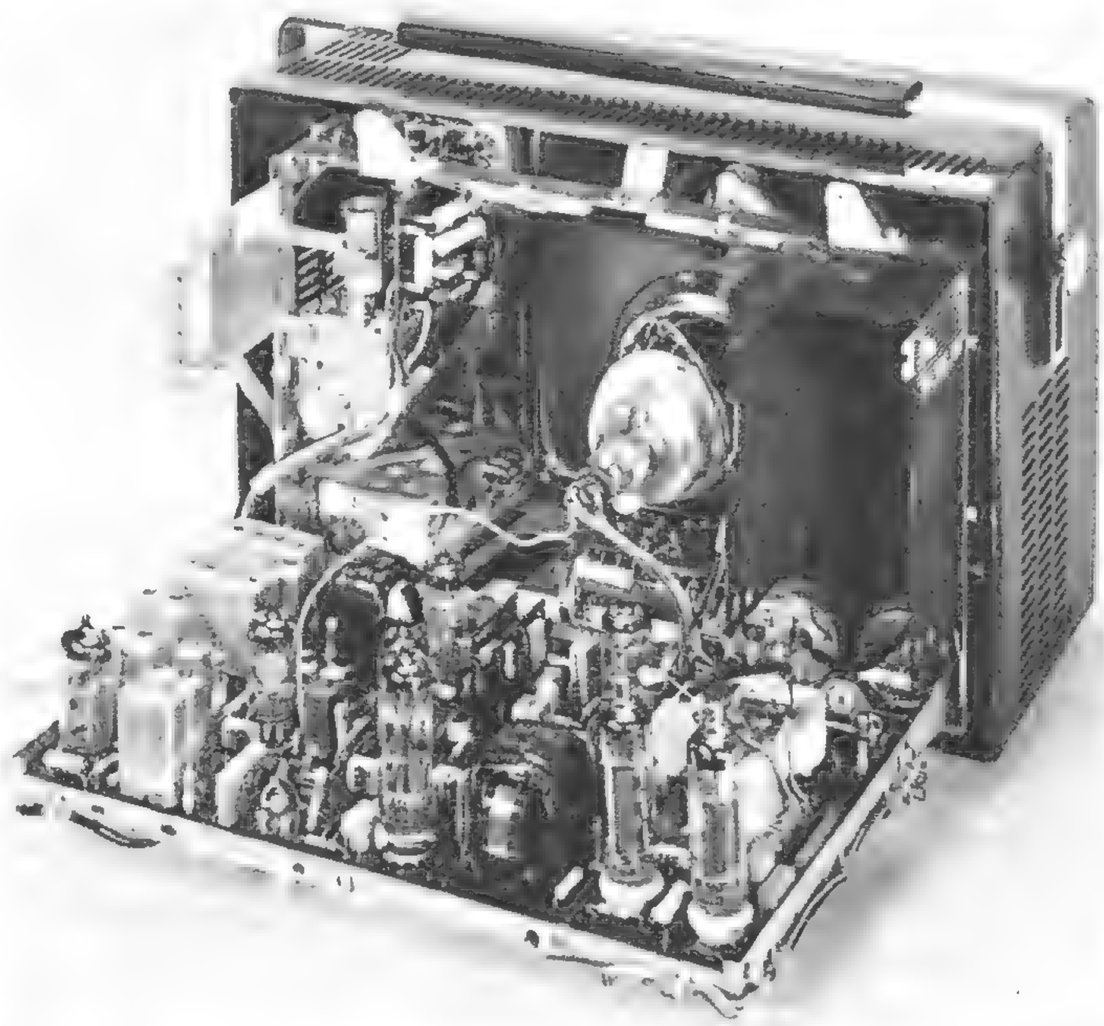
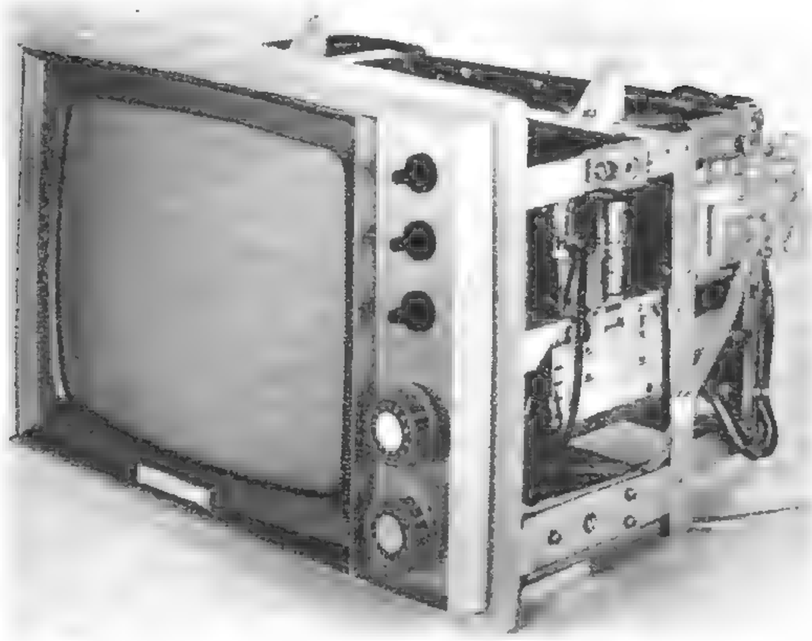


Bild 3. Die „Fernseh-Philetta" mit ausgeklappter Druckschaltungsplatte ▶

Bild 4. Die Rahmenkonstruktion der „Fernseh-Philetta" ▼



Neuzeitliche Konstruktionstechnik

Die neue „Fernseh-Philetta" weist auch interessante konstruktive Details auf und ist sehr servicefreundlich aufgebaut. Wenn man die Rändelschrauben am Tragegriff löst, lassen sich Haube und Zwischenstück des Gehäuses nach hinten abziehen (Bild 2). Jetzt ist die Rückseite der vertikalen Druckschaltungsplatte zugänglich, die sich nach Lösen von nur zwei Schrauben waagerecht aufklappen läßt (Bild 3). Positionsangaben auf der Montageplatte für alle Bauelemente erleichtern die Fehlersuche und die Messungen erheblich.

Ein weiterer Vorteil ist die solide Rahmenkonstruktion (Bild 4). Man kann das Gerät auf jeder Seite abstützen, ohne befürchten zu müssen, daß wertvolle Teile oder etwaige Anschlüsse beschädigt werden. Die Kompaktbauweise führte aber nicht zu einem unübersichtlichen Gedränge, das die Arbeit des Service-Technikers erschwert. Alle wichtigen Bauteile einschließlich VHF-Kanalwähler und UHF-Tuner sind ohne Schwierigkeiten erreichbar und gegebenenfalls leicht auszuwechseln. Zum Auswechseln der Sicherung braucht man das Chassis nicht zu öffnen; nach Abnahme einer kleinen, unauffälligen Schutzkappe am Gehäuseboden sind die Sicherungen sofort zugänglich.

Aber auch die Anordnung der Drehknöpfe und Schalter an der Frontseite ist zweckmäßig gelöst. Das vertikale Bedienungsfeld rechts neben der Bildröhre enthält oben die drei Regler für Lautstärke, Helligkeit und Kontrast. Durch Druck-Zug-Bewegung zweier dieser Knöpfe sind die Ein-Aus-Schaltung sowie die VHF/UHF-Umschaltung möglich. Damit kann man zwei Programme durch einen Druck-Zug-Schalter wählen. Die Griffe für den VHF-Kanalschalter und die kontinuierliche UHF-Abstimmung liegen funktionsrichtig, so daß die Senderwahl leicht ist. Da die Empfangsleistungen selbst mit dem eingebauten Teleskop-Dipol auf allen Fernsehbereichen erstaunlich gut sind, darf man der „Fernseh-Philetta" einen ähnlichen Erfolg voraussagen, wie ihn das Rundfunk-Pendant hat. *Werner W. Diefenbach*

Persönliches

P. Sieber †

Am 31. Juli 1965 starb der Leiter der Abteilung Formgestaltung der *AEG*, Direktor Peter Sieber, im Alter von 54 Jahren infolge eines tragischen Unglücksfalles. Sieber, der zu den führenden Formgestaltern in Deutschland gehörte, übernahm 1953 den Aufbau der Abteilung Formgestaltung bei der *AEG* und gab seitdem den Erzeugnissen des Konzerns — von der Taschenlampe bis zur Großturbine — ihre spezifische Form. Er war Jurymitglied der Sonderschau „Gute Industrieform" der Messen in Hannover und Frankfurt, Mitglied des vorbereitenden Ausschusses Montreal 1967 sowie Mitglied und Berater des Verbandes Deutscher Industrie-Designer e.V.

F. Lehmann †

Am 2. August starb der langjährige Generaldirektor und spätere Vorsitzer des Aufsichtsrats der *Felten & Guilleaume Carlswerk AG*, Dr. h.c. Fritz Lehmann, im 84. Lebensjahr.

Nach Abschluß seiner Studien an der TH Aachen und nach Ablegung der Prüfung als Regierungsbaumeister des Maschinenbaufachs trat F. Lehmann 1911 bei der *AEG* in Berlin ein und wurde von dort 1920 als Generaldirektor der Städtischen Bahnen nach Köln berufen. Im Jahre 1923 wurde er zum Beigeordneten der Stadt Köln für die Dezernate Städtische Bahnen und Werke, Erwerbslosenfürsorge und Arbeitsamt gewählt. Am 1. Mai 1927 wurde er in den Vorstand der *Felten & Guilleaume Carlswerk AG* berufen, und 1934 trat er als Generaldirektor an die Spitze des *F & G*-Konzerns. Seit 1952 war er Vorsitzer des Aufsichtsrates der Muttergesellschaft. Als er dieses Amt nach Vollendung des 80. Lebensjahres niederlegte, wählte ihn der Aufsichtsrat zu seinem Ehrenvorsitzer. Bis zu seinem Tode hatte er auch den Vorsitz im Aufsichtsrat des *Eschweiler Bergwerk-Vereins*, Kohlscheid, inne. Für seine Verdienste erhielt Fritz Lehmann bei Vollendung des 65. Lebensjahres das Große Verdienstkreuz des Verdienstordens der Bundesrepublik Deutschland; außerdem war er Großoffizier des Ordens der Eichenkrone von Luxemburg.

C. Pfister 65 Jahre

Am 13. September 1965 beging der Vorsitzende des Deutschen Radio- und Fernseh-Fachverbandes e.V. in der Hauptgemeinschaft des Deutschen Einzelhandels, Carl Pfister, Ebingen, seinen 65. Geburtstag. Nach seiner Ausbildung als Telegrafenmechaniker bei der Reichspost und dem Studium an der Höheren Technischen Lehranstalt in Eßlingen war er zunächst als Ingenieur bei *Siemens & Halske* und bei der *Telefonbau und Normalzeit* tätig. Am 1.1.1929 gründete er die Einzelhandelsfirma *Radio Pfister* in Ebingen. Von Anfang an widmete Carl Pfister seiner Berufsvertretung Zeit und Arbeit, und er gehörte auch zu den Gründern des württembergischen Radiohändlerverbandes. 1947 übernahm er den Vorsitz der Landesfachgruppe Radio und Fernsehen im Einzelhandelsverband Baden-Württemberg, und im Sommer 1952 wurde er zum ersten Vorsitzenden des Deutschen Radio- und Fernseh-Fachverbandes gewählt. Seit 1965 ist er Vizepräsident der Industrie- und Handelskammer Reutlingen und Vorsitzer des Handelsausschusses dieser Kammer sowie Vorsitzer des Handels- und Gewerbevereins Ebingen.

F. Kelbe 65 Jahre

Direktor Friedrich Kelbe, *AEG-Fabriken*, Hameln, vollendete am 30. Juli 1965 sein 65. Lebensjahr. Seit vielen Jahren ist er aktiv an der Verbandsarbeit auf dem Gebiet der Elektrizitätszähler beteiligt. Im Jahre 1959 wurde er zum Vorsitzer der Fachabteilung Elektrizitätszähler im ZVEI-Fachverband 15 (Elektrische Meßtechnik) berufen und im Juli 1965 in Anerkennung seiner Verdienste zum Ehrenvorsitzer der Fachabteilung ernannt.

H. P. CZERNETZKI, fuba, Bad Salzdetfurth

Die Wirkfläche von Dipolanordnungen

Als Hertzscher Dipol wird eine strahlende Dipolanordnung bezeichnet, die sehr klein gegen die Wellenlänge ist. Die Stromverteilung längs des Dipols ist gleichmäßig. Eine praktische Anwendung findet der Hertzsche Dipol zwar nicht, jedoch ist sein theoretischer Wert für die Antennenberechnungen außerordentlich hoch. Zum Beispiel kann jedes beliebige Strahlungsfeld als Summe von Dipolfeldern dargestellt werden.

Die maximale Wirkfläche eines kurzen Dipols läßt sich mit der Formel

$$F_{w\,\max} = \frac{U^2}{4 \cdot S \cdot R_a} \quad (1)$$

berechnen [1]. Darin ist $U = E \cdot l_w$, und der Strahlungswiderstand R_a des kurzen Dipols ist

$$R_a = \frac{80 \cdot \pi^2 \cdot l^2}{\lambda^2} \quad (2)$$

l ist die geometrische Länge und $l_w < l$ die Wirklänge.

Für die Strahlungsdichte S ergibt sich mit der Feldstärke E und dem Wellenwiderstand Z_0 des freien Raumes folgende einfache Beziehung:

$$S = \frac{E^2}{Z_0} = \frac{E^2}{120 \cdot \pi} \quad (3)$$

Setzt man Gl. (2) und Gl. (3) in Gl. (1) ein, so erhält man für die maximale Wirkfläche des Hertzschen Elementardipols

$$F_{w\,\max} = \frac{E^2 \cdot l_w^2 \cdot 120 \cdot \pi \cdot \lambda^2}{E^2 \cdot 4 \cdot 80 \cdot \pi^2 \cdot l^2}.$$

Wegen der gleichmäßigen Stromverteilung beim kurzen Dipol ist $l_w = l$, und damit wird

$$F_{w\,\max} = \frac{3}{8} \cdot \frac{\lambda^2}{\pi}. \quad (4)$$

Gl. (4) zeigt, daß die Wirkfläche eines kurzen Dipols unabhängig von seiner Länge ist. Das gilt jedoch nur, solange $l \ll \lambda$ ist. Außerdem wurde hier die maximale Wirkfläche $F_{w\,\max}$ unter der Annahme berechnet, daß der kurze Dipol keine Verluste hat.

Realer werden die Verhältnisse, wenn die Wirkfläche eines Halbwellendipols berechnet wird. Dabei kann man annehmen, daß er tatsächlich keine Verluste hat.

Im Gegensatz zum Hertzschen Dipol hat der Halbwellendipol keine gleichmäßige, sondern eine etwa sinusförmige Stromverteilung. Daher ist die Wirklänge l_w nicht mehr gleich der geometrischen Länge. l_w wird bestimmt durch eine Integration der Strombelegung und ergibt sich für den Halbwellendipol zu $l_w = \frac{\lambda}{\pi}$. Für einen schlanken Dipol mit einem Strahlungswiderstand von 73 Ohm erhält man dann mit Gl. (1) für die maximale Wirkfläche

$$F_{w\,\max} = \frac{E^2 \cdot \lambda^2 \cdot 120 \cdot \pi}{E^2 \cdot 4 \cdot \pi^2 \cdot 73} = 1{,}64 \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi}. \quad (5)$$

Ein Vergleich von Gl. (4) und Gl. (5) zeigt, daß die Wirkfläche des Halbwellendipols nur um etwa 10 % größer ist als die des Hertzschen Elementardipols. Das bedeutet, daß eine stark verkürzte Antenne fast die gleiche Leistung liefert wie ein Halbwellendipol. Dabei gilt jedoch die Bedingung der maximalen Energieübertragung (Anpassung, Verluste gleich Null). Für einen schmalen Frequenzbereich läßt sich diese Bedingung zwar erfüllen, sie reicht jedoch in der Praxis für den Fernsehempfang nicht aus.

Die mit Gl. (5) berechnete maximale Wirkfläche eines Halbwellendipols läßt sich anschaulich als Rechteck mit den Seiten $\lambda/4$ und $\lambda/2$ darstellen.

Im Bild 2 ist die Wirkfläche F_w für drei verschieden große Gitterwandantennen nach Bild 1 grafisch dargestellt. Die Werte

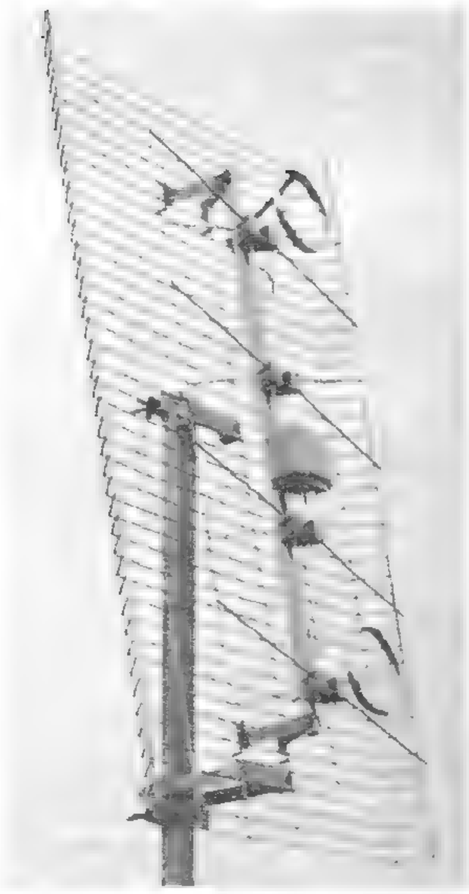


Bild 1. UHF-Mehrbereichs-Gitterwandantenne für den Bereich IV/V mit vier Ganzwellenstrahlern und zwei Ringdirektoren (*fuba*) ▶

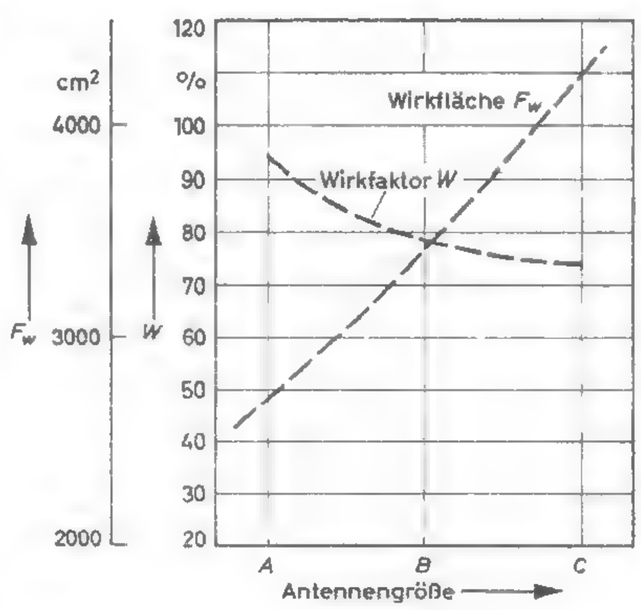
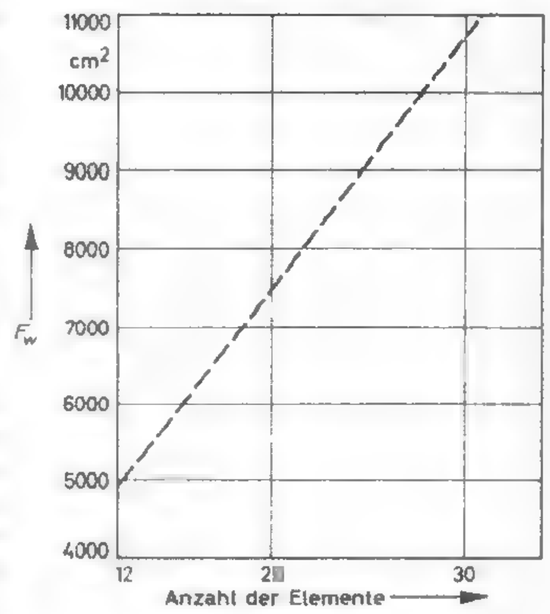


Bild 2. Zusammenhang von Wirkfläche und Antennengröße bei UHF-Mehrbereichs-Gitterwandantennen (*fuba*) für Kanal 49 (λ = 43 cm) und Darstellung der Flächenausnutzung W; A Typ „DFA 1 LMG 4", B Typ „DFA 1 LMG 6", ◀ C Typ „DFA 1 LMG 8"



▶ Bild 3. Abhängigkeit der Wirkfläche von der Anzahl der Elemente bei UHF-Kanalgruppen-Antennen hoher Leistung für Kanal 49 (λ = 43 cm)

sind für den Kanal 49 (λ = 43 cm) berechnet (zum Vergleich: ein Halbwellendipol hat im Kanal 49 eine Wirkfläche von 241 cm²).

Bei Flächenantennen läßt sich leicht ein Maß für die Flächenausnutzung angeben. Es wird als Wirkfaktor W bezeichnet und stellt das Verhältnis von Antennenwirkfläche und geometrischer Fläche F_g dar

$$W = \frac{F_w}{F_g}. \quad (6)$$

Der Wirkfaktor liegt im allgemeinen zwischen 0,5 und 1. Ist der Wirkfaktor gleich 1 (100 %), so bedeutet das, daß im Empfangsfall die gesamte einfallende Leistung einer ebenen Wellenfront an den angepaßten Abschlußwiderstand der Antenne abgegeben wird.

Die für Flächenantennen sehr anschauliche Kenngröße „Wirkfläche" steht bei Längsstrahlertypen jedoch in keinem eindeutigen Zusammenhang mit den geometrischen Abmessungen des Antennenaufbaues. Da aber Wirkfläche, Richtwirkung und Gewinn immer Kennwerte sind, deren Definitionen auf die Antennenleistung zurückgehen, ermöglichen einfache Zusammenhänge die Umrechnung der einzelnen Kennwerte untereinander.

Bild 3 zeigt die Wirkfläche einiger UHF-Kanalgruppen-Antennen hoher Leistung in Abhängigkeit von der Anzahl der Elemente. Die Flächenwerte sind wieder für den Kanal 49 (λ = 43 cm) berechnet.

Für die Grundformen der Antennen sind in Tab. I die Kennwerte Wirkfläche, Richtwirkung und Gewinn zusammengefaßt. Zu beachten ist aber immer, daß die Kenngrößen als Maximalwerte nur dann Gültigkeit haben, wenn die Bedingungen der maximalen Energieübertragung – Anpassung, Verluste gleich Null – eingehalten werden.

Als Richtwirkung ist die Strahlung in der Hauptrichtung im Vergleich zu einer kugelförmigen, allseitigen Strahlung definiert, so daß sie sich als Verhältniszahl > 1 ergibt. Diese Zahl, ein Maß für die Leistungsausstrahlung in der Hauptstrahlrichtung, ist gleich dem Verhältnis der Wirkflächen (betrachtete Antenne : Kugelstrahler). Die Richtwirkung entspricht dem Gewinn, wenn man den Kugelstrahler als Bezugsantenne verwendet. Da in der Praxis heute jedoch der Halbwellendipol als Bezugsantenne verwendet wird, hat er in Tab. I einen Gewinn von 0 dB (logarithmisches Maßsystem) und der Kugelstrahler einen negativen Gewinn von — 2,15 dB.

Tab. I. Kennwerte der Antennen-Grundformen

Antennentyp	Wirkfläche [m²]	Richtwirkung	Gewinn [dB]
Kugelstrahler	$\frac{\lambda^2}{4\pi}$	1	— 2,15
Hertzscher Dipol	$\frac{3}{8}\frac{\lambda^2}{\pi}$	1,5	— 0,38
Halbwellendipol	$1{,}64\frac{\lambda^2}{4\pi}$	1,64	0
Ganzwellendipol	$2{,}4\frac{\lambda^2}{4\pi}$	2,4	1,65

Schrifttum

[1] Czernetzki, H. P.: Wirk-, Streu- und Verlustfläche. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 17, S. 676

[2] ● Kraus, J. D.: Antennas. New York 1950, McGraw-Hill

W. HIBLER

Eintakt-A-Endstufen mit Transistoren

In zunehmendem Maße geht die Industrie dazu über, auch Rundfunk-Heimempfänger weitgehend mit Halbleitern zu bestücken. Während der Transistor sich in HF- und ZF-Stufen bereits bewährt hat und der Röhre in gewissen Anwendungen auch überlegen ist (beispielsweise UKW-Eingangsteil), tritt er in NF-Endstufen noch nicht so sehr in Erscheinung. Dies liegt vor allem daran, daß die derzeitigen Leistungstransistoren nur relativ niedrige maximale Collectorspannungen haben und daher mit höheren Strömen gearbeitet werden muß. Daraus folgt aber ein höherer Aufwand an Siebmitteln, vor allem an Elektrolytkondensatoren hoher Kapazität, und dadurch ein etwas höherer Preis. Transistoren, die eine hohe zulässige Collector-Emitter-Spannung haben, werden zwar bereits erzeugt, doch sind diese noch sehr teuer und scheiden für die Unterhaltungselektronik aus.

Im folgenden sind Leistungsverstärker behandelt, die ausschließlich für die Verwendung in netzbetriebenen Rundfunk-Heimempfängern gedacht sind. Die Beschreibungen sollen keine „Kochrezepte" darstellen, sondern auch zu eigenen Versuchen anregen. Aus diesem Grunde sind auch die Vorverstärkerstufen weggelassen und nur Treiber und Endstufe berücksichtigt worden. Die Vorverstärker richten sich nach den gestellten Anforderungen. Beispiele dafür sind im einschlägigen Schrifttum zu finden.

1. Wahl der Schaltung

Beim Aufbau von NF-Verstärkern steht man vor der Wahl, die Endstufe entweder als Eintakt- oder Gegentaktstufe auszuführen. Für das Einsatzgebiet in Heimempfängern wählt man Eintakt-Schaltungen. Die dafür maßgebenden Gründe sind die geforderte hohe Tonqualität mit der beim UKW-Empfang gebotenen NF-Bandbreite von etwa 30 ... 15 000 Hz und die erhöhten Anforderungen bezüglich kleiner Klirrfaktoren. Das normale Arbeitsgebiet eines Rundfunk-NF-Verstärkers liegt bei etwa 50 ... 150 mW Ausgangsleistung. Gegentakt-B-(oder AB-)Schaltungen ergeben aber besonders in diesem Leistungsbereich infolge der Übergangsverzerrungen (beim Wechsel von der ersten Kennlinie auf die zweite) Klirrfaktoren, die ohne stärkere Gegenkopplungen nur schwierig unter 2 % zu bringen sind. Die mit den heutigen Leistungstransistoren im Eintaktbetrieb erzielbaren Klirrwerte sind in diesen Bereichen $\leq$ 0,5 %. Daher eignen sich derartige Schaltungen für kleine und mittlere Heimgeräte besonders gut.

Für hochwertige Geräte, die auch eine höhere Leistung abgeben sollen, wäre auch eine Gegentakt-A-Endstufe sehr geeignet. Ein weiterer Vorteil ist darin zu sehen, daß im A-Betrieb die Stromaufnahme aus dem Netzteil konstant ist, so daß normalerweise keine besonderen Stabilisierungsmaßnahmen erforderlich sind. Bei Gegentakt-B-(AB-)Schaltungen ist die aufgenommene Leistung stark von der Aussteuerung abhängig, und das erfordert Stromquellen mit niedrigem Innenwiderstand. Würde man unstabilisierte Netzgeräte dafür verwenden, würde auch der Klirrfaktor in unzulässiger Weise ansteigen. Die Stabilisierung erfordert aber wenigstens einen zusätzlichen Transistor.

Die Nachteile der Eintakt-A-Stufe sind darin zu sehen, daß auf Grund der Gleichstromvormagnetisierung relativ große Übertrager mit Luftspalt verwendet werden müssen. Weitere Nachteile sind, daß A-Endstufen auch bei geringer Aussteuerung die gleiche Leistung aufnehmen wie

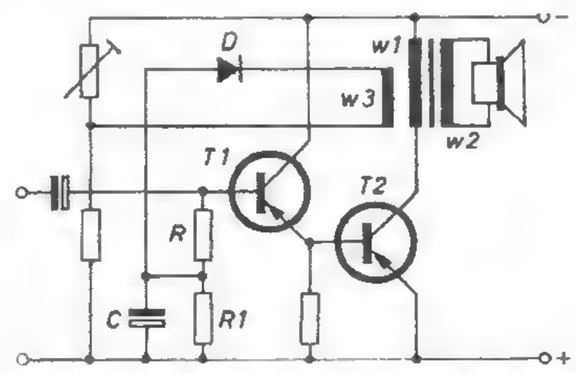


Bild 1. Eintakt-A-Endstufe mit gleitendem Arbeitspunkt

bei Vollaussteuerung, sowie der dadurch bedingte niedrige Wirkungsgrad. Beides wird bei Netzbetrieb aber wohl kaum als Nachteil empfunden werden. Wo dies aber dennoch stört, kann man auch eine A-Stufe mit gleitendem Arbeitspunkt nach der im Bild 1 gezeigten Schaltung [2] verwenden. Dabei arbeitet der Endstufentransistor *T 2* mit einem Ruhestrom von etwa 100 mA.

In dieser Schaltung wird der Arbeitspunkt des Treibertransistors (und damit auch der des Leistungstransistors) mit Hilfe der Diode *D* verschoben. Mit höherer Wechselspannung am Ausgangsübertrager steigt die Richtspannung an der Diode *D* und läßt den Arbeitspunkt der beiden Transistoren zu höheren Stromwerten hin „gleiten". Die zur Siebung der gleichgerichteten Spannung erforderlichen Glieder *C*, *R* und *R 1* ergeben aber auf Grund ihrer Zeitkonstante eine Verzögerung des Regeleffekts, wodurch bei plötzlichen Aussteuerungsspitzen Verzerrungen auftreten, bis sich der neue Arbeitspunkt eingeregelt hat. Für hochwertige Geräte ist daher von dieser Schaltung abzuraten.

2. Dimensionierungsbeispiele

Bewährte Dimensionierungen für verschiedene Ausgangsleistungen nach der im Bild 2 dargestellten Schaltung [1, 3, 4] sind in Tab. I angeführt. Die Bemessung ist so ausgelegt, daß sie die Forderungen nach möglichst niedrigem Klirrfaktor und hoher Klanggüte erfüllt. Die angeführten Transistoren können auch durch äquivalente Typen ersetzt werden; dabei soll die obere Grenzfrequenz höher als 10 kHz sein. Mit dem Einstellregler *R 1* wird der Arbeitspunkt der Treiberstufe *T 1* eingestellt, mit *R 6* der der Endstufe *T 2*. Die Spannungsgegenkopplung erfolgt mit der Hilfswicklung *w 3* am Ausgangstransfor-

Tab. I. Dimensionierung der Schaltung nach Bild 2

U_B	7 (5...8)	7 (6...8)	15 (12...16)	15 (12...16)	30	30	30 V
N_a	2,5	4	4	6	2	4	5 W
Frequenzbereich	70...15000	40...11000	60...11000	50...12000	70...16000	50...15000	50...15000 Hz
k bei ½ N_a	2	2,5	2	3	2	3	3 %
I_{C1}	12	14	10	15	2	3,5	4 mA
I_{C2}	730	1300	650	950	220	320	400 mA
$T_{U\,max}$	60	45	60	45	60	60	45 °C
R_C	6	4,3	19	14	100	62	56 Ohm
Z	6	5	5	5	5	5	5 Ohm
T 1	AC 152	AC 152	AC 152	AC 124	AC 153	AC 153	AC 124
T 2	AD 130	AD 150	AD 149	AD 149	AD 132	AD 132	AD 132
R 1	30	100	50	30	50	50	50 kOhm
R 2	10	5	10	8,2	20	10	10 kOhm
R 3	—	—	300	470	7000	3500	2700 Ohm
R 4	470	470	1000	1200	2000	2000	2000 Ohm
R 5[1])	70	30	150	100	1000	500	500 Ohm
R 6	50	50	50	50	200	100	100 Ohm
R 7[1])	0,25	0,25	1	0,5	10	10	8 Ohm
R 8	10	10	20	20	47	33...56	33...56 Ohm
D 1	BA 103	BA 103	BZY 83/D 1	BA 103	—	—	—
D 2	—	BA 103	BZY 83/D 1	BA 103	—	—	—
C 1	5	10	10	10	10	10	10 µF
C 2	—	—	250	250	50	50	100 µF
C 3	100	100	50	100	100	100	100 µF
C 4	—	500	—	—	100	250	250 µF
C 5	—	—	—	—	1000	1000	1000 µF
C 6	2500	2500	2500	2500	1000	1000	1000 µF
C 7[2])	4	4	2	2	2	1...3	1...3 µF
Tr 1							
Kern	EI 38/14[3])	EI 42/14[3])	EI 42/14[3])	EI 48/16[3])	EI 30/15[4])	EI 42/14[4])	
w 1	1500	1200	1200	1200	2400	3600	3400 Wdg.
w 2	250	185	170	150	240	300	280 Wdg.
d 1[5])	0,12	0,13	0,15	0,20	0,06	0,08	0,10 CuL
d 2[6])	0,25	0,35	0,35	0,40	0,18	0,25	0,26 CuL
Tr 2[9])							
Kern	EI 54/18[7])	EI 60/20[7])		EI 66/22[8])	EI 42/14[7])	EI 54/18[8])	EI 60/20[8])
w 1	130	75	200	180	500	400	340 Wdg.
w 2	130	88	114	120	130	110	115 Wdg.
d 1[5])	0,65	0,80	0,50	0,80	0,22	0,40	0,50 CuL
d 2[6])	0,65	0,80	0,80	0,80	0,40	0,70	0,80 CuL
Kühlfläche							
T 1	4 × 4	4 × 4	4 × 4	6 × 6	—	4 × 4	5 × 5 cm²
T 2	19 × 19	22 × 22	26 × 26	[10])	14 × 14	26 × 26	30 × 30 cm²

[1]) Belastbarkeit 1 W; [2]) keine Elektrolytkondensatoren verwenden; [3]) ohne Luftspalt, gleichsinnig geschichtet; [4]) ohne Luftspalt, wechselsinnig geschichtet; [5]) Drahtdurchmesser der Wicklung *w 1*; [6]) Drahtdurchmesser der Wicklung *w 2*; [7]) 0,2 mm Luftspalt, gleichsinnig geschichtet; [8]) 0,4 mm Luftspalt, gleichsinnig geschichtet; [9]) *w 3* bei allen Übertragern 1 Wdg., 0,25 CuL; [10]) Kühlfläche min. 1500 cm²

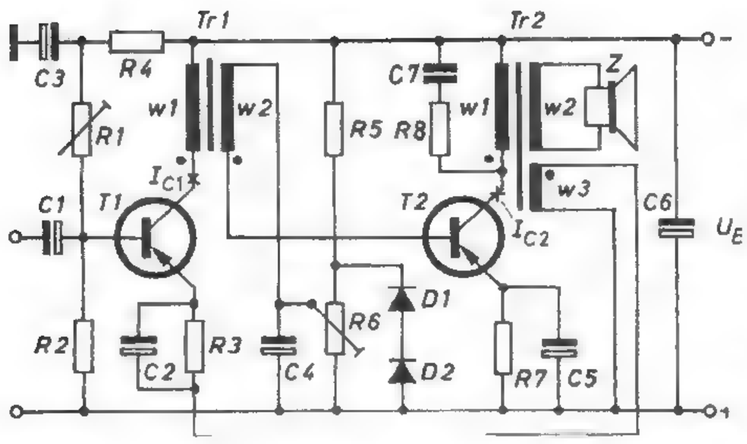


Bild 2. Schaltung einer Eintakt-A-Endstufe (Dimensionierung s. Tab. I) ◀

Bild 3. Eintakt-A-Endstufe mit Gleichstromkopplung (Dimensionierung s. Tab. II) ▶

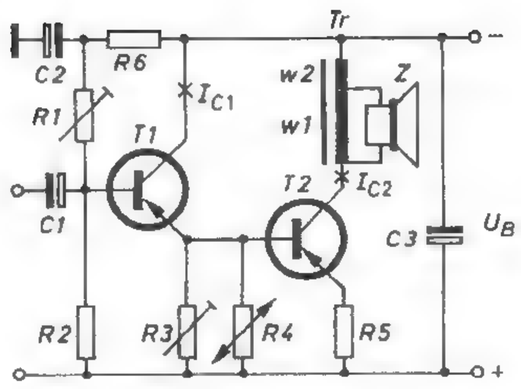
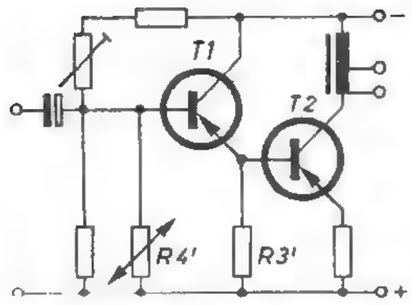


Bild 4. Vereinfachte Schaltung der Eintakt-A-Endstufe nach Bild 3 ▶



mator und führt über *R 3* und *C 2* zum Emitter des Treibers. Außerdem stellt der zur Arbeitspunktstabilisierung der Endstufe notwendige Emitterwiderstand *R 7* eine Stromgegenkopplung dar, wenn *C 5* entfällt. Das *RC*-Glied *R 8*, *C 7* begrenzt bei Übersteuerungen die Spannungsamplitude am Ausgangsübertrager und schützt den Transistor vor Überspannungen. Überdies wird dadurch eine konstante Belastung über das gesamte Frequenzband erreicht.

Die Dioden *D 1* und *D 2* stabilisieren den Arbeitspunkt der Endstufe. Bei niedrigen Arbeitstemperaturen oder einer konstanten Betriebsspannungsquelle können sie entfallen. Sie erweitern jedoch auch den zulässigen Spannungsarbeitsbereich der Schaltung. Mit *R 4*, *C 3* wird die Betriebsspannung für den Treiber und die Vorstufen ausreichend gesiebt. Die weiter unten angeführten Aufbauhinweise sind zu beachten.

Die Schaltungsvariante nach Bild 3 kommt ohne Treibertransformator aus, wobei die Leistungs-Endstufe mit dem Treibertransistor gleichstromgekoppelt ist. Um der Forderung nach einer niederohmigen Steuerquelle für *T 2* möglichst nahezukommen, erfolgt die Ankopplung an den Emitter des Treibers. Eine Gegenkopplung bewirkt hier nur *R 5*. Falls erforderlich, kann noch eine zusätzliche Gegenkopplung über einen Widerstand (etwa 20 ... 150 kOhm) vom Collector von *T 2* zur Basis von *T 1* eingeführt werden. Das *RC*-Glied parallel zum Ausgangstransformator wurde nicht eingezeichnet, es kann aber aus Tab. I übernommen oder experimentell ermittelt werden. Über die übrige Dimensionierung gibt Tab. II Aufschluß. Es werden bei dieser Schaltung Ausgangstransformatoren in Sparschaltung verwendet. Dies ist ohne weiteres möglich, wenn es gelingt, den Gleichstromwiderstand der Wicklung niedrigzuhalten. (Spartransformatoren eignen sich besonders bei niedrigen Übersetzungsverhältnissen, und auch in der Schaltung nach Bild 2 kann man *Tr 2* als Spartransformator ausführen.)

Mit dem Trimmpotentiometer *R 1* kann der Ruhestrom des Treibers und mit *R 3* der des Endstufentransistors eingestellt werden. Festwiderstände mit genauen Werten anzugeben, hat hier wenig Sinn, da diese sehr von den Transistor-Streudaten abhängen. Hat man allerdings einmal die richtige Einstellung herausgefunden, so kann man den Vorteil der im Bild 3 gezeigten Lösung, die Arbeitspunkte von *T 1* und *T 2* weitgehend unabhängig voneinander einstellen zu können, aufgeben und dafür die Schaltung nach Bild 4 verwenden. Dabei ist für *R 3'* jener Wert zu wählen, der sich aus der Parallelschaltung von *R 3* und *R 4* im Bild 3 ergab. *R 4'* ist dann etwa in der Größenordnung 200 bis 1500 Ohm zu wählen.

3. Aufbauhinweise

Zu beachten ist die richtige Polung der Übertragerwicklungen, die besonders bei *Tr 1* unbedingt einzuhalten ist. Die Punkte an den Übertragerwicklungen im Bild 2 geben gleichen oder umgekehrten Wickelsinn an. Um auch hohe Frequenzen gut zu übertragen, soll die Streuinduktivität der Übertrager so klein wie möglich sein. Dies kann man dadurch erreichen, daß man die einzelnen Wicklungen stark miteinander verkoppelt. Beim Treibertransformator zum Beispiel kann man die primäre Wicklung *w 1* in zwei parallele Wicklungen gleicher Windungszahl, aber kleineren Drahtdurchmessers aufspalten und dann in der Reihenfolge 1. Primärwicklung, Sekundärwicklung, 2. Primärwicklung wickeln.

Bei *Tr 2* hat es sich als besonders günstig erwiesen, einen Teil von *w 1* bifilar mit

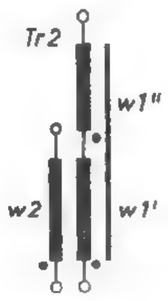


Bild 5. Wickelschema für den Ausgangsübertrager *Tr 2*

w 2 zu wickeln (*w 1'* entsprechend *w 2*) und den Rest *w 1''* darüberzuwickeln (Bild 5). Wenn es möglich ist, können alle drei Wicklungen *w 1'*, *w 1''* und *w 2* zugleich aufgebracht werden.

Die maximale Umgebungstemperatur, für die auch die Kühlflächen berechnet sind, soll nicht überschritten werden. Treiber und Endtransistor sollen auf getrennte Kühlflächen montiert werden, da *T 2* meist erheblich wärmer ist. *T 1* kann bei der Schaltung nach Bild 2 auch mit einer Kühlschelle am Treibertransformator befestigt werden. Für die im Bild 3 gezeigte Schaltung sind die erforderlichen Kühlflächen, falls überhaupt erforderlich, in den Tabellen angegeben. Die Kühlfläche des Leistungstransistors soll möglichst quadratisch sein und zur besseren Wärmeabgabe senkrecht montiert werden. Sie kann auch mit dem Ausgangstransformator verbunden werden, wenn für eine gute elektrische Isolierung (Glimmerscheibe mit Silikonfett) zwischen Kühlfläche und Transistor gesorgt ist. Ebensogut können handelsübliche gerippte Kühlkörper verwendet werden.

Sollen Lautsprecher mit anderen Impedanzen Z verwendet werden, so berechnet man die neue Sekundärwicklung nach folgenden Gleichungen:

$$\ddot{u} = 0{,}9\sqrt{\frac{R_C}{Z}}, \qquad w\,2 = \frac{w\,1}{\ddot{u}}.$$

R_C ist in den Tabellen angegeben, der Faktor 0,9 berücksichtigt die Übertragerverluste. Alle Transformatoren sind aus Dynamoblech IV, Blechdicke 0,35 mm, gefertigt.

4. Andere Transistoren

Wie bereits im Abschnitt 2. erwähnt, können die angegebenen Transistoren durch Äquivalenztypen anderer Hersteller ersetzt werden. Grundsätzlich ist es natürlich günstiger, die für die Schaltungen vorgesehenen Originaltypen zu verwenden, um Schaltungsänderungen oder einen geringeren Frequenzumfang des Verstärkers zu vermeiden.

Auf alle Fälle müssen vom Ersatztransistor die Mindestgrenzdaten erreicht werden, da er sonst durch thermische oder elektrische Überlastungen defekt werden könnte. Die in Tab. III. angeführten Transistoren sind an Stelle der vorgeschlagenen Transistoren in bezug auf ihre Grenzwerte verwendbar. Es muß aber ausdrücklich betont werden, daß sie nur für den hier vorgesehenen Verwendungszweck austauschbar sind und für andere Anwendungsgebiete nicht die Äquivalenzbedin-

Tab. II. Dimensionierung der Schaltung nach Bild 3

U_B	6	6	6	12	12	15 V
N_a	1	2	4	2	4	4 W
Frequenzbereich	60...14000	50...11000	50...12000	50...15000	50...11000	50...12000 Hz
k bei ½ N_a	2	2	≤ 3	2	3	3 %
I_{C1}	4	6	8	5	8	7 mA
I_{C2}	410	800	1550	400	780	650 mA
$T_{U\max}$	60	60	60	50	60	60 °C
R_C	13	6,6	3,2	27	14	19 Ohm
Z	5	5	2,5	5	5	5 Ohm
T 1	AC 117	AC 117	AC 117	AC 124	AC 124	AC 124
T 2	AD 155	AD 150	AD 138	AD 152	AD 149	AD 149
R 1	10	10	5	20	20	25 kOhm
R 2	1,5	1,2	1	2,2	1,8	2,7 kOhm
R 3	200	100	50	200	100	100 Ohm
R 4[1])	150	100	50	100	100	100 Ohm
R 5	0,5	0,25	0,25	1	0,5	0,5 Ohm
R 6	470	820	1200	1000	1500	2000 Ohm
C 1	20	20	20	20	20	20 µF
C 2	50	100	250	100	100	100 µF
C 3	500	1000	2500	1000	1500	2000 µF
Tr[2])						
Kern	EI 48/16	EI 54/18	EI 60/20	EI 54/18	EI 60/20	EI 60/20
w 1	180	142	98	150	120	114 Wdg.
w 2	80	8	2	170	60	86 Wdg.
d[3])	0,55	0,90	1,25	0,60	0,95	0,90 CuL
Kühlfläche						
T 1	—	—	—	—	3 × 3	3 × 3 cm²
T 2	10 × 10	15 × 15	26 × 26	14 × 14	26 × 26	26 × 26 cm²

[1]) NTC-Widerstände; 50 Ohm: *Siemens* „K 15"; 100 und 150 Ohm: *Siemens* „K 151";
[2]) Bleche aller Übertrager gleichsinnig geschichtet, 0,2 mm Luftspalt;
[3]) Drahtdurchmesser für *w 1* und *w 2*

gung erfüllen müssen! Auf Unterschiede in der Stromverstärkung und der Grenzfrequenz, die $\geq$ 10 kHz sein sollte, wurde keine Rücksicht genommen. Die angeführten amerikanischen Transistoren, die selbstverständlich nur eine bescheidene Auswahl darstellen, haben fast alle eine höhere zulässige Verlustleistung als die Transistoren deutscher Hersteller, auch betragen die maximalen Collectorströme der für AD 149 und AD 150 angegebenen Typen meist 5 A.

Selbstverständlich können die minimalen Anforderungen an die Grenzwerte bei der Verwendung in Schaltungen mit geringer Ausgangsleistung bei weitem erfüllt sein, zum Beispiel wenn an Stelle eines AD 155 ein AD 138 bei gleicher Betriebsspannung und Ausgangsleistung verwendet wird. Eine Austauschbarkeit in dieser Richtung ist natürlich jederzeit möglich. Dies ist deshalb erwähnt, weil der Handel Transistoren mit der Bezeichnung „ähnlich" oft zu sehr günstigen Preisen anbietet. Diese Transistoren besitzen meist keinen Firmen- und Typenaufdruck. Versuche und Messungen zeigten aber, daß bei fast allen diesen Halbleitern die Grenzdaten dem Original entsprachen. Andere Werte wie Stromverstärkung, Restströme, Schaltzeiten und ähnliches können aber außerhalb der propagierten Werte des Originaltyps liegen.

Schrifttum

[1] A-Endstufe mit verbessertem Leistungstransistor. Siemens Technische Mitteilungen 1-6300-068

[2] Transistoren in Niederfrequenzverstärkern. Intermetall-Sonderdruck 9/62

[3] Siemens-Schaltbeispiele Halbleiter, April 1962

[4] Siemens-Schaltbeispiele Halbleiter, April 1963

Tab. III. Zusammenstellung geeigneter Transistoren

Bezugstyp	min. Grenzwerte[1])	*Siemens*	*Telefunken*	*Valvo*	*TeKaDe*	*Intermetall*	*SEL*	amerikan. Typen	
Treiberstufe									
AC 152	U_{CE} = 18 V I_C = 0,1 A P_C = 0,2 W	(AC 120) AC 121 AC 151 AC 152 AC 162 AC 163 ASY 26 (TF 66/30)	AC 117 AC 116 AC 131 ASY 26	ASY 26 ASY 31 OC 79 (OC 74)	(GFT 26/30) (GFT 32/30) (GFT 34/30)	ASY 12 OC 307 OC 308 (OC 318)	ACY 27 ACY 29 ACY 30	2N109 2N217 2N319 bis 2N324 2N377 2N388 2N404	2N653 2N654 2N655 2N1414 2N1415 2N1175 2N2953
AC 153	U_{CE} = 32 V I_C = 0,1 A P_C = 0,2 W	AC 153 ACY 33 (TF 66/60) TF 78/30	AC 123 AC 124 AC 131/30	AC 125 AC 126 AC 128 (OC 80)	(GFT 32/60) (GFT 34/60)	ASY 13 ASY 14 OC 309		2N460 2N461 2N524 bis 2N527	2N650 2N651 2N652 2N1185 2N1190
Endstufe									
AD 130	U_{CE} = 30 V I_C = 3 A P_C = 30 W	AD 130 AD 131				2N 258	ADY 23 ADY 24	2N176 2N178 2N350 A 2N555 2N669 2N2137	2N2142 2N2553 2N2561 2N2659 2N2662 2N2668
AD 132	U_{CE} = 60 V I_C = 3 A P_C = 30 W	AD 132					ADY 25	2N301 A 2N375 2N618 2N2138 2N2140 2N2144	2N2870 2N2554 2N2562 2N2661 2N2664 2N2670
AD 138	U_{CE} = 30 V I_C = 15 A P_C = 30 W	(AD 103) (AD 104) AD 133	AD 138	ADZ 11 ADZ 12		CTP 1504 2N 1146 A 2N 1146 B		2N173 2N174 2N178 2N441 2N442 2N443	2N1163 2N1549 2N1553 2N1554 2N1557 2N1980
AD 149	U_{CE} = 50 V I_C = 3,5 A P_C = 22 W	AD 149		AD 149			CDT 1313	2N459 2N459 A 2N1531 2N1536	2N1546 2N1541 2N1542
AD 150	U_{CE} = 32 V I_C = 3,5 A P_C = 30 W	AD 150		(OC 26)		CDT 1311 2N 2065 A 2N 2066 A		2N301 2N307 2N307 A 2N380 2N1529	2N1534 2N1544 2N2869 2N1539 2N1540
AD 152	U_{CE} = 30 V I_C = 2 A P_C = 6 W	AD 148 (TF 80/30)	AD 152 AD 159 AD 160 (OD 603)		(GFT 3108/60) (GFT 3408/60) (GFT 3708/60) (GFT 4012/60) (GFT 4112/60) (GFT 4312/60) (GFT 4412/60) (GFT 4608/60) (GFT 4712/60)			2N1183 A 2N2143	
AD 155	U_{CE} = 20 V I_C = 2 A P_C = 6 W	AD 136	AD 155 (OD 603)	AD 136	(GFT 3108/30) (GFT 3408/30) (GFT 3708/30) (GFT 4012/30) (GFT 4112/30) (GFT 4312/30) (GFT 4412/30) (GFT 4608/30) (GFT 4712/30)	(CTP 1104)		2N351 2N376 2N176 2N1183 2N2142	

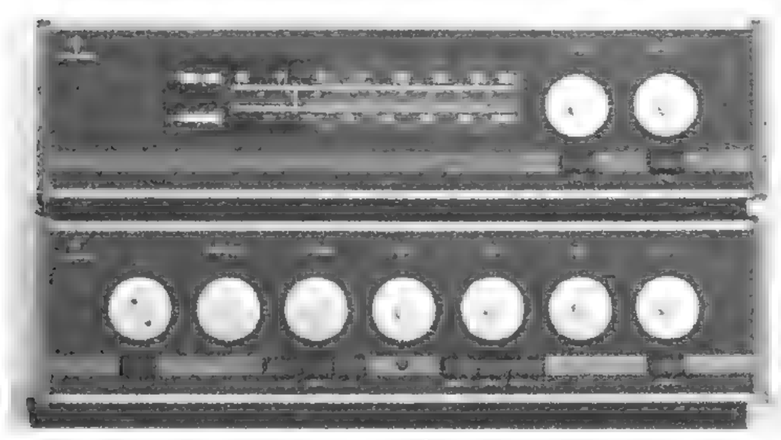
[1]) Die min. Grenzwerte sind diejenigen Grenzdaten, die der Ersatztransistor mindestens haben muß

Erste Kurzinformationen aus Stuttgart

▶ Die erst im Frühjahr dieses Jahres gegründete Firma *Stereotronic*, eine Tochtergesellschaft der *SEL* für den Hi-Fi-Bereich, stellte sich in Stuttgart zum erstenmal mit ihren Geräten der Öffentlichkeit vor. Das Programm umfaßt neben Hi-Fi-Bausteinen vor allem hochwertige Musiktruhen der verschiedenen Stilrichtungen. Die Truhen selbst enthalten nur die beiden Lautsprecherkombinationen sowie Ablagefächer für Schallplatten. Tuner, Verstärker und Plattenspieler sind in einem Steuerwagen untergebracht, der über ein flaches Vielfachkabel, das sich leicht unter Teppichen und Fußbodenbelägen verlegen läßt, mit der Truhe verbunden ist.

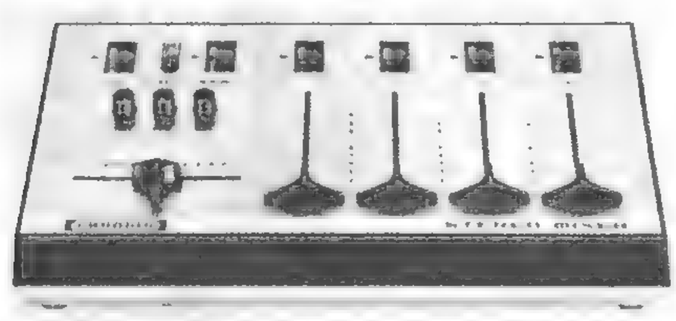
▶ Für Autofahrer, die außer der Unterhaltung aus ihrem Autoradio auch noch ein eigenes Programm zur Verfügung haben möchten, brachte *Blaupunkt* ein Auto-Tonbandgerät für die Wiedergabe bespielter Musik-Cassetten nach dem „System DC-International" heraus. Es wird als „Auto-Tonbandgerät I" (Wiedergabegerät in Verbindung mit einem Autoradio) und „Auto-Tonbandgerät II" (selbständiges Wiedergabegerät mit eingebautem 4-W-Verstärker) geliefert.

▶ *Siemens* zeigte in Stuttgart das erste Muster der transistorisierten Hi-Fi-Stereo-Anlage „Klangmeister 80". Sie besteht aus dem Stereo-UKW-Tuner „RS 80", dem Stereo-Verstärker „RV 80" mit 2 × 30 W Aus-



gangsleistung und den Lautsprecherboxen „RL 80", die mit je einem 28-cm-Tiefton-Lautsprecher und je einem Mittel-Hochton-System von 10,5 cm Durchmesser bestückt sind. Die einzelnen Bausteine sind in Form und Farbe aufeinander abgestimmt.

▶ Die neuen transistorbestückten aktiven Mischpulte „420" und „422" von *Grundig* mit jeweils fünf Flachbahnreglern und drei Pegel-Vorreglern zum Vorabgleich der Tonquellen ermöglichen fast alle studiomäßigen Aufnahmeeffekte, zum Beispiel auch Trickaufnahmen mit wandernder Schallquelle (beim Stereo-Mischpult). Die Mono-Ausführung „420" hat



vier Mono-Eingänge und zwei Mikrofon-Vorverstärkerstufen, während am Stereo-Mischpult „422" vier verschiedene Stereo-Tonquellen angeschlossen und rückwirkungsfrei gemischt werden können. Vier Mikrofonkanäle enthalten Transistorverstärker. Mit dem Richtungsregler lassen sich drei Eingänge einblenden. Der Hallregler ist hier als Drehregler ausgeführt, mit dem wahlweise zwei Eingänge verhallt werden können.

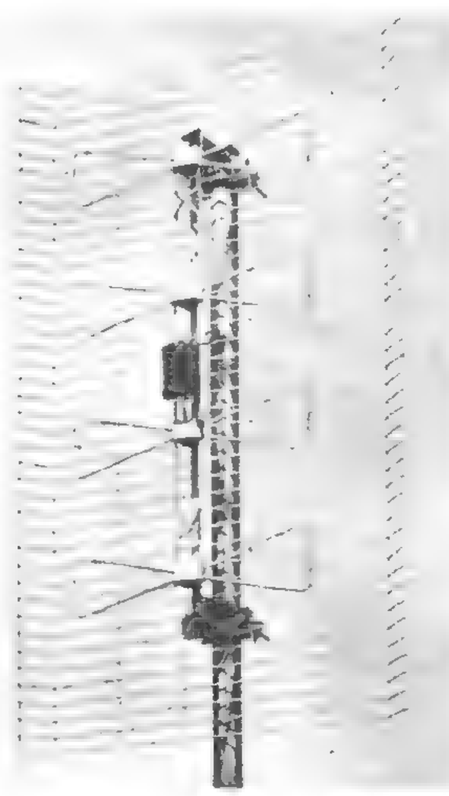
▶ „Studio 1000", die neue Musikanlage von *Braun*, dürfte wohl die Spitzen-Hi-Fi-Anlage aus deutscher Fertigung sein. In der UKW-Einheit des Tuners „CE 1000" sind zwei Nuvistoren eingesetzt, um die Kreuzmodulationsfestigkeit weit über den mit Transistoren erreichbaren Wert zu erhöhen (alle übrigen Stufen im Tuner und Verstärker sind mit Transistoren bestückt). Die Endabschaltung des Plattenspielers „PS 1000" wird photoelektrisch, also kräftefrei, gesteuert. Der Verstärker „CSV 1000" gibt 2 × 55 W Sinusleistung bei 0,3% Klirrfaktor (bei 1000 Hz) ab, und die Lautsprechereinheiten „L 1000", die mit 80 W nach DIN belastbar sind, enthalten in einem völlig geschlossenen 210-l-Gehäuse drei Tiefton-Systeme, acht Mittelton-Systeme (von denen vier als Diffusstrahler auf dem Gehäuse unter einer abnehmbaren Haube justierbar angeordnet sind) und zwei Druckkammer-Hochton-Systeme. Zur Gesamtanlage gehören außerdem noch das Stereo-Tonbandgerät „TG 60" und der Empfänger „T 1000".

▶ Der „Cassetten-Recorder" von *Philips*, der mit der „Compact-Cassette" arbeitet, wird Anfang 1966 auch als Stereo-Gerät für Netzbetrieb mit etwa

2 × 2 W Ausgangsleistung erhältlich sein. Die entsprechende Mono-Ausführung hat 2 W Ausgangsleistung. In beiden Geräten werden Verstärker mit erweitertem Frequenzbereich verwendet.

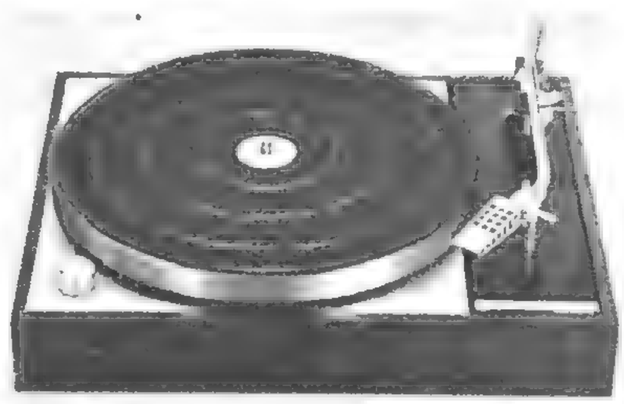
▶ Die „Compact-Cassette" wird auch von *Graetz*, *Loewe Opta* und *Schaub-Lorenz* übernommen werden.

▶ Die Achterfeld-Mehrbereichantenne „SAA 176" mit Flächenreflektor *(Siemens)*, die für den Fernseh-



empfang in den UHF-Kanälen 21...60 bestimmt ist, hat einen Gewinn von 9...12,5 dB bei einem Vor-Rück-Verhältnis von 22...27 dB.

▶ Der neue preisgünstige Hi-Fi-Plattenspieler „TD 150" von *Thorens* mit den Geschwindigkeiten 33⅓ und 45 U/min hat einen Doppel-Synchronmotor, der auf dem äußeren festen Rahmen montiert ist. Das Plattentellerlager und das Tonarm-Montagebrett sind auf einem inneren Chassis angeordnet, das elastisch und gedämpft am festen Rahmen hängt. Dadurch ist

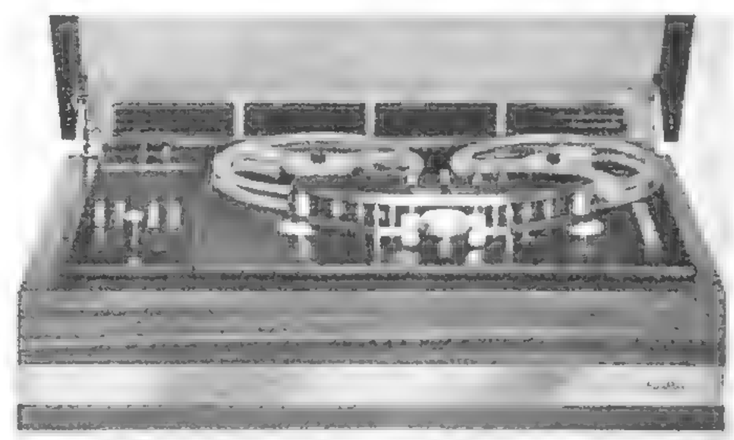


der Plattenspieler unempfindlich gegen Erschütterungen. Der integrierte Tonarm „TP 13" ist mit einem sehr leichten Aluminium-Universaltonkopf ausgestattet und wird sowohl ohne Tonabnehmer als auch mit den *Pickering*-Systemen „V 15 AM 1" und „V 15 AME" geliefert.

▶ In der bewährten äußeren Form der bereits seit langem bekannten „Opus"-Steuergeräte brachte *Telefunken* jetzt den neuen „Opus studio" heraus, der dem Hi-Fi-Normentwurf DIN 45500 voll entspricht. Der Transistor-NF-Verstärker mit eisenloser Endstufe gibt 2 × 15 W Sinusleistung mit 0,2% Klirrfaktor bei 1000 Hz ab. Für die Eingangsempfindlichkeit des UKW-Teils bei 26 dB Signal-Rausch-Abstand wird 1 µV angegeben.

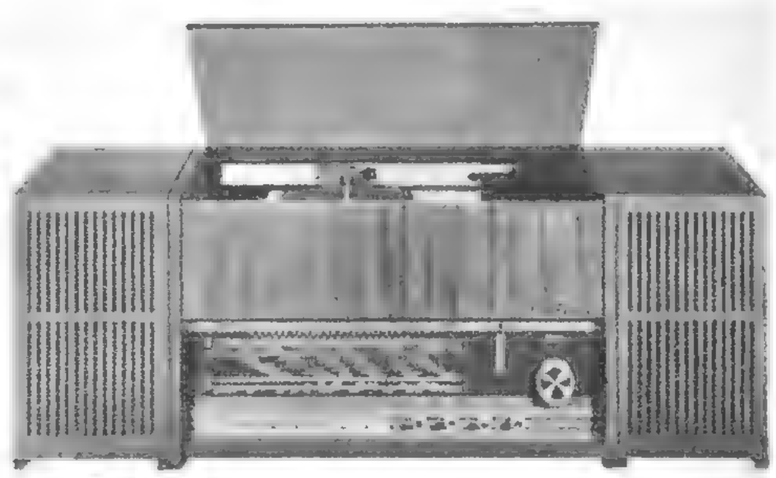
▶ Für den anspruchsvollen Tonbandamateur stellte *Grundig* in Stuttgart zwei dynamische Hi-Fi-Mikrofone vor, deren Kenndaten weitgehend dem Hi-Fi-Normentwurf DIN 45500 entsprechen. Während das „GDM 321" Kugelcharakteristik hat, weist das Richtmikrofon „GDM 322" eine nierenförmige Charakteristik mit einem Richtungsmaß > 15 dB auf. Das Gehäusevolumen wurde zusammen mit einer kleinen Öffnung an der Rückseite so abgestimmt, daß es als Baßresonator wirkt. Beide Mikrofone haben ein Tischstativ mit schwenkbarem Zwischenstück.

▶ Das neue *Saba*-Hi-Fi-Stereo-Tonbandgerät „600 SH" (Bandgeschwindigkeiten 9,5 und 19 cm/s oder 19 und 38 cm/s) wurde speziell für das *Saba Telewatt*-Hi-Fi-Bausteine-Programm entwickelt. Der Antrieb des Bandes erfolgt direkt durch einen polumschaltbaren



Hysterese-Synchronmotor. Zwei Wickelmotoren (Rohrläufer) übernehmen den Bandtransport bei Schnellauf. Bei Normallauf und auch bei Schnellauf wird elektrisch durch gegenläufigen Antrieb der Wickelmotoren gebremst. Eine einfache und betriebssichere Spur-Umschaltautomatik ermöglicht bei Mono-Betrieb die Wiedergabe beider Spuren ohne Rückspulen und Umlegen des Tonbandes.

▶ Neben Stereo-Tischgeräten mit fest eingebauten Lautsprechern und Stereo-Steuergeräten mit getrennten Lautsprecherboxen hat *Loewe Opta* noch zwei



weitere Stereo-Empfänger („Luna-Stereo" und „Luna-Phono-Stereo") im Programm, bei denen der linke Lautsprecher mit seiner Box abnehmbar ist und bis zu 3 m entfernt neben dem Gerät aufgestellt werden kann.

▶ Die Möglichkeiten einer rationellen Fertigung in raumsparender Bauweise zeigte *SEL* an dem mit Dünnfilm-Bausteinen aufgebauten ZF-Verstärker eines Kofferempfängers. Diese neue Technik, die nicht nur geeignet ist, viele Bauelemente auf kleinstem Raum unterzubringen, garantiert auch eine hohe Zuverlässigkeit der gesamten Schaltung.

W. SCHMIDT

Thyristor-Schaltgerät zur vollautomatischen Steuerung von Batterieladegeräten

Thyristoren (gesteuerte Siliziumgleichrichter) finden mehr und mehr Eingang in die verschiedensten Gebiete der Technik, vor allem aber dort, wo es darauf ankommt, hohe Ströme möglichst leistungslos zu steuern. Im folgenden soll die Anwendung von Thyristoren in einem Gerät[1]) beschrieben werden, das vom Verfasser in den USA entwickelt wurde und dessen Produktion dort zur Zeit anläuft.

1. Aufgabenstellung

Es war ein Vorsatzgerät zu entwickeln, das, ohne bewegliche Komponenten aufgebaut, bei minimalem Kostenaufwand die vollautomatische Steuerung von Batterieladegeräten gestattet. Dabei waren folgende Forderungen zu erfüllen:

a) Das Gerät muß Wechselströme mit induktiver Komponente (Transformatoreingang) bis zu einer Stromstärke von 20 A mit Hilfe einer wählbaren Gleichspannung, die in diesem Fall der Batteriespannung entspricht, vollautomatisch aus- und einschalten.

b) Aus- und Einschaltpunkt müssen willkürlich festlegbar sein, und das Intervall zwischen diesen beiden Punkten soll sich für 6-V-Batterien um minimal 0,75 V, für 12-V-Batterien um minimal 1,5 V, für 24-V-Batterien um minimal 3 V usw. verändern lassen.

c) Obwohl die Spannung der zu ladenden Batterie zur Steuerung der Automatik benutzt wird, muß das Gerät auch an einer elektrisch „toten" Batterie arbeiten, um diese Batterie erst einmal bis zur Abschaltspannung aufladen zu können.

d) Das Gerät soll im Temperaturbereich — 40 ... + 50 °C einwandfrei arbeiten.

Auf die Forderung b) ist deshalb besonderer Wert zu legen, weil bei einem Bleisammler, der mit verhältnismäßig hohem Strom geladen wird, die erreichte Batteriespannung nach Abschalten des Ladegerätes um die als Mindestwert angegebene Intervallspannung absinken kann. Wäre dieses Intervall zu klein, so würde das automatische Ladegerät nach dem Abschalten (Absinken der Batteriespannung) sofort wieder einschalten und dann fortlaufend ein- und ausschalten.

2. Lösungsweg

Mit einem Thyristor kann immer nur eine Halbwelle geschaltet werden, da der Thyristor prinzipiell ein Gleichrichter ist. Daher lag zunächst die Lösung nahe, zwei Thyristoren zum Schalten je einer Halbwelle zu verwenden und die beiden Halbwellen dann wieder zu einer Sinusspannung zu vereinigen. Das läßt sich auch ohne weiteres durchführen, solange nur eine rein ohmsche Belastung geschaltet wird. Geht man aber zu induktiver Belastung über, dann treten vor allem bei tieferen Temperaturen Verzerrungen auf, die hohe Stromspitzen zur Folge haben und auch mit großem Aufwand nur schwer zu beseitigen sind. Aus diesem Grunde wurde ein anderer Lösungsweg eingeschlagen, der im folgenden Schritt für Schritt beschrieben werden soll.

[1]) Vom Verfasser zum Patent angemeldet

2.1. Schalten der Wechselspannung

Eine einfache Gleichrichter-Brückenschaltung, wie sie Bild 1 zeigt, trennt die Wechselspannung vollkommen von den Ausgangsklemmen. Wird ein Teil der Brücke mit einem Schalter *S* kurzgeschlossen, so ergibt sich die Schaltung nach Bild 2,

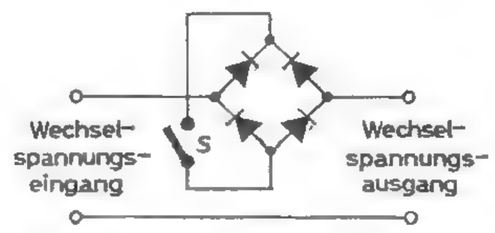


Bild 1. Die Gleichrichter-Brückenschaltung sperrt Wechselspannungen, wenn der Schalter S geöffnet ist

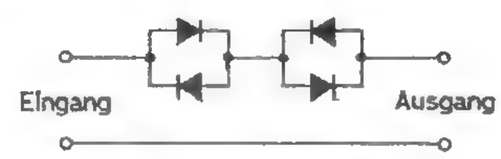


Bild 2. Ersatzschaltung für Bild 1, wenn der Schalter S geschlossen ist

die beide Halbwellen der Wechselspannung durchläßt, wobei sich die Wechselspannung nur um den Spannungsabfall an den Dioden verringert.

Ersetzt man den Schalter *S* im Bild 1 durch eine Diode *D 1* (Bild 3a), wobei auf richtige Polung zu achten ist, so erhält man das gleiche Ergebnis (wenn man von dem zusätzlichen Spannungsabfall an *D 1*, der vernachlässigbar gering ist, absieht). Geht

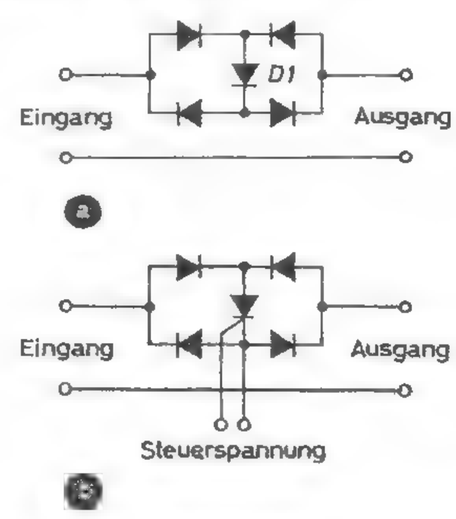


Bild 3. Ersatz des Schalters S durch eine Diode (a) und durch einen Thyristor (b)

man noch einen Schritt weiter, indem man an Stelle der Diode einen Thyristor verwendet (Bild 3b), dann läßt sich das Netzwerk und damit die Eingangswechselspannung durch Anlegen einer Steuerspannung an die Steuerelektrode des Thyristors nahezu leistungslos schalten.

Damit wäre der grundsätzliche Aufbau des elektronischen Schalters gelöst. Jetzt gilt es, eine geeignete automatische Steuerung zu finden, die die Forderungen a) bis d) erfüllt.

2.2. Steuerkreis

Eingehende Untersuchungen haben gezeigt, daß eine Triggerschaltung mit einem Unijunction-Transistor (S-Transistor) am besten den gestellten Forderungen genügt. Der Unijunction-Transistor arbeitet wie ein spannungsempfindlicher Schalter. Ist die Emitterspannung U_E niedriger als die Emitter-Spitzenspannung $U_{E\,sp}$, dann ist der Emitter negativ vorgespannt, so daß lediglich ein vernachlässigbar geringer Sperrstrom fließt (Bild 4). Wird $U_E = U_{E\,sp}$ und steigt der Emitterstrom I_E so weit an, daß er größer wird als der Spitzenstrom $I_{E\,sp}$, dann schaltet der Unijunction-Transistor ein. Im Ein-Zustand ist der Widerstand zwischen Emitter und Basis *1* (*B 1*) sehr klein, so daß der Emitterstrom praktisch nur durch den Serienwiderstand zwischen dem Emitter und der Basis *B 1* begrenzt wird.

Die grundlegende Unijunction-Transistor-Triggerschaltung zum Steuern des Thyristors ist eine einfache Kippschaltung, wie sie Bild 5a zeigt. Der Kondensator C_t wird

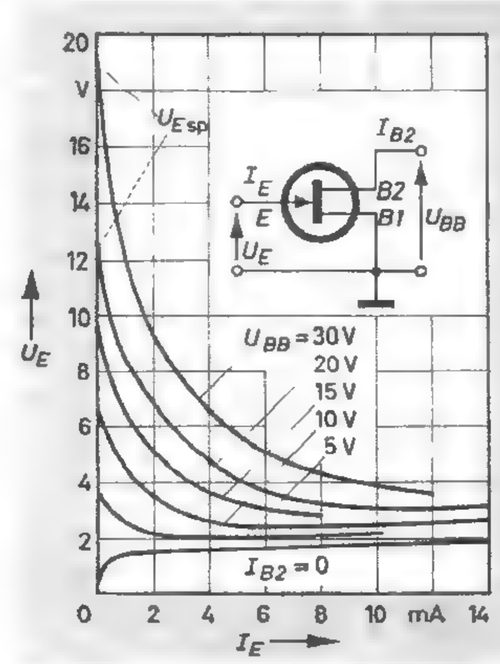


Bild 4. U_E-I_E-Kennlinien eines Unijunction-Transistors

über den Widerstand R_t so lange aufgeladen, bis die Emitterspannung den Wert $U_{E\,sp}$ erreicht. Dann schaltet der Unijunction-Transistor ein, und der Kondensator C_t entlädt sich über $R_{B\,1}$. Erreicht die Emitterspannung etwa 2 V, so hört der Emitter auf zu leiten, der Unijunction-Transistor schaltet aus, und der Zyklus beginnt von vorn (Bild 5b).

Verwendet man an Stelle des Basiswiderstandes $R_{B\,1}$ einen Triggertransformator, so wird die Triggerschaltung unabhängig vom Thyristorkreis, da dann keine gemeinsamen Erdungspunkte vorhanden sind. Der Aufbau des Transformators ist nicht kritisch; er muß lediglich eine niedrige Serienimpedanz haben und in der Lage sein, einen Impuls mit einer Impulsbreite von einigen Mikrosekunden zu übertragen. Der Thyristor wird mit dem Impuls getriggert, den die Sekundärwicklung des Triggertransformators liefert. Dabei ist aber auf richtige Polung der Wicklung zu achten.

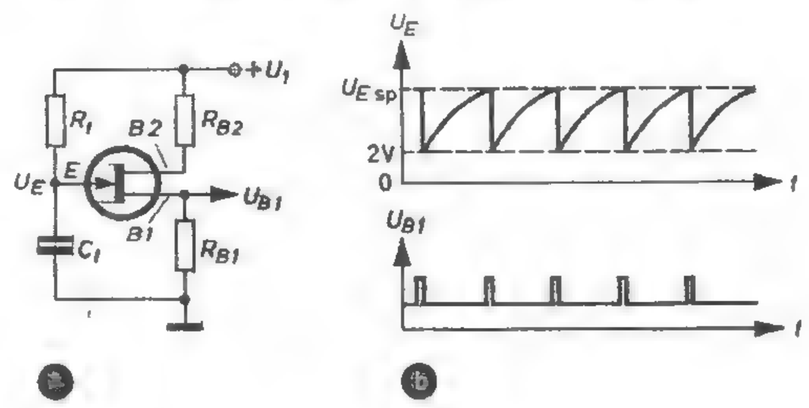


Bild 5. a) Grundschaltung einer Unijunction-Transistor-Kippschaltung, b) Verlauf der Emitterspannung und sich daraus ergebende Spannungsimpulse an der Basis B 1 des Unijunction-Transistors

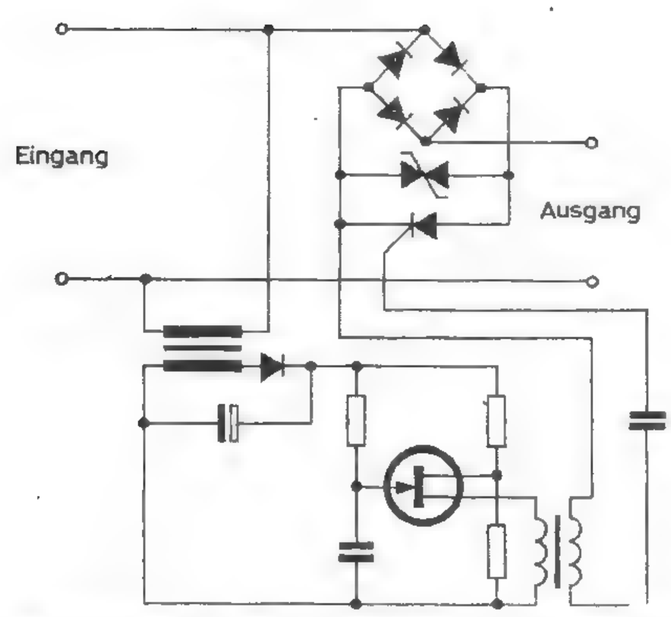


Bild 6. Speisung der Kippschaltung vom Wechselstromnetz und Ankopplung an den Thyristor

2.3. Spannungsversorgung der Kippschaltung

Will man die Forderung c) erfüllen, so darf die zu ladende Batterie nicht als Spannungsquelle für die Kippschaltung benutzt werden. Man benötigt also eine zusätzliche Spannungsversorgung, die vom vorhandenen Wechselstromnetz gespeist wird (Bild 6). Auf diese Weise erhält man eine konstante Gleichspannung, die nicht nur die Kippschaltung und damit den Thyristor einschaltet, sobald die Geräteschnur des automatischen Schalters in der Steckdose steckt, sondern es wird auch noch eine feststehende Spitzenspannung für den Unijunction-Transistor bereitgestellt, die gewisse Vorteile bietet.

2.4. Automatisches Aus- und Einschalten des Thyristors

Der nächste Schritt bei der Entwicklung der Schaltung war, eine Möglichkeit zu

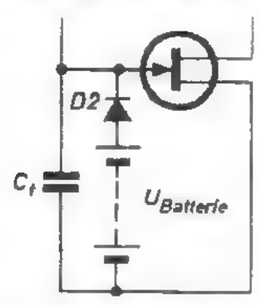


Bild 7. Ausschalten der Kippschaltung mit einer Gleichspannung ◀

Bild 8. Spannungsteiler zur Einstellung der Arbeitspunkte für verschiedene Batteriespannungen ▶

finden, die Kippschaltung mit Hilfe der Batteriespannung auszuschalten, sobald die Batteriespannung einen vorbestimmten Wert erreicht, ohne aber dabei eine Zenerdiode zu verwenden. Das läßt sich erreichen, wenn man die Batterie über eine Diode *D 2* (Bild 7) direkt zwischen Emitter und Basis *1* schaltet (die Diode ist erforderlich, weil sonst der niedrige Innenwiderstand der Batterie den Kondensator entladen und damit das Schwingen der Kippschaltung verhindern würde).

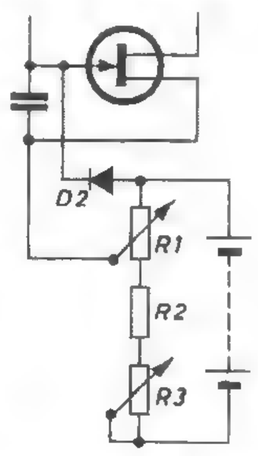
Schließt man die Batterie in der erwähnten Weise an, wobei auf richtige Polung von Batterie und Diode zu achten ist, so trägt sie zur Aufladung des Kondensators in der Kippschaltung bei (für $U_{Batterie} < U_{E\,sp}$), was lediglich zu einem leichten Anstieg der Impulsfrequenz führt. Überschreitet die Batteriespannung die Spitzenspannung des Unijunction-Transistors ($U_{Batterie} \geqq U_{E\,sp}$), dann schaltet der Unijunction-Transistor ein und bleibt eingeschaltet, solange die Batteriespannung hoch genug ist, einen Emitterstrom oberhalb der U_E-I_E-Charakteristik des Unijunction-Transistors aufrechtzuerhalten.

Für den Betrieb der Kippschaltung ist folgendes zu beachten: Solange der Unijunction-Transistor eingeschaltet ist, kann sich der Kondensator C_t nicht aufladen, das heißt, die Kippschaltung schwingt dann nicht und ist daher ausgeschaltet.

Hätte man nun die zu ladende Batterie als Spannungsquelle für die Kippschaltung benutzt, dann würde die Spannung zwischen *B 1* und *B 2* (U_{BB}) im gleichen Maße ansteigen, wie die Batteriespannung während des Ladeprozesses ansteigt, und dadurch würde die Spitzenspannung des Unijunction-Transistors automatisch zu höheren Werten verschoben (Bild 4). Mit der konstanten Spannungsquelle bleiben jedoch U_{BB} und $U_{E\,sp}$ konstant, wodurch der Ausschaltpunkt der Triggerschaltung $U_{Batterie} = U_{E\,sp}$ feststeht. Der Einschaltpunkt der Triggerschaltung bleibt ebenfalls konstant, da die $U_{E\,sp}$-I_E-Charakteristik des Unijunction-Transistors für feste Basisspannung U_{BB} gleichbleibt. Damit sich die Kippschaltung (Triggerschaltung) einschaltet, muß sich die Batteriespannung so weit verringern, daß I_E auf einen Wert unterhalb der $U_{E\,sp}$-I_E-Kennlinie sinkt, wodurch der Unijunction-Transistor ausgeschaltet und der Kondensator C_t wieder in Betrieb gesetzt wird.

Diese Betrachtung zeigt, daß durch die festgelegte Spitzenspannung $U_{E\,sp}$ ein Bezugspunkt für das Ein- und Ausschalten der Triggerimpulse und damit des Thyristors gegeben ist, ohne daß man für den Schaltvorgang zum Ein- und Ausschalten bei festgelegten Spannungswerten eine Zenerdiode benötigt, wie es in konventionellen Schaltungen üblich ist.

Um die automatische Gleichspannungssteuerung universell für alle Batterien mit Spannungen zwischen 6 und 36 V zu ge-



stalten, muß $U_{E\,sp}$ für die jeweils gewünschte niedrigste Ausschaltspannung eingestellt werden. Für Batterien mit höherer Spannung läßt sich dann ein Spannungsteiler nach Bild 8 verwenden. Mit dem Spannungsteiler *R 1, R 2, R 3* wird ein zusätzlicher Gleichstromwiderstand in den Emitter-Basis *1*-Kreis eingeführt, der das Intervall zwischen Einschalt- und Ausschaltpunkt der Kippschaltung so beeinflußt, daß ein größerer Widerstand das Intervall verlängert, während es ein kleinerer Widerstand verkürzt. Durch Vergrößern oder Verkleinern von *R 3* kann

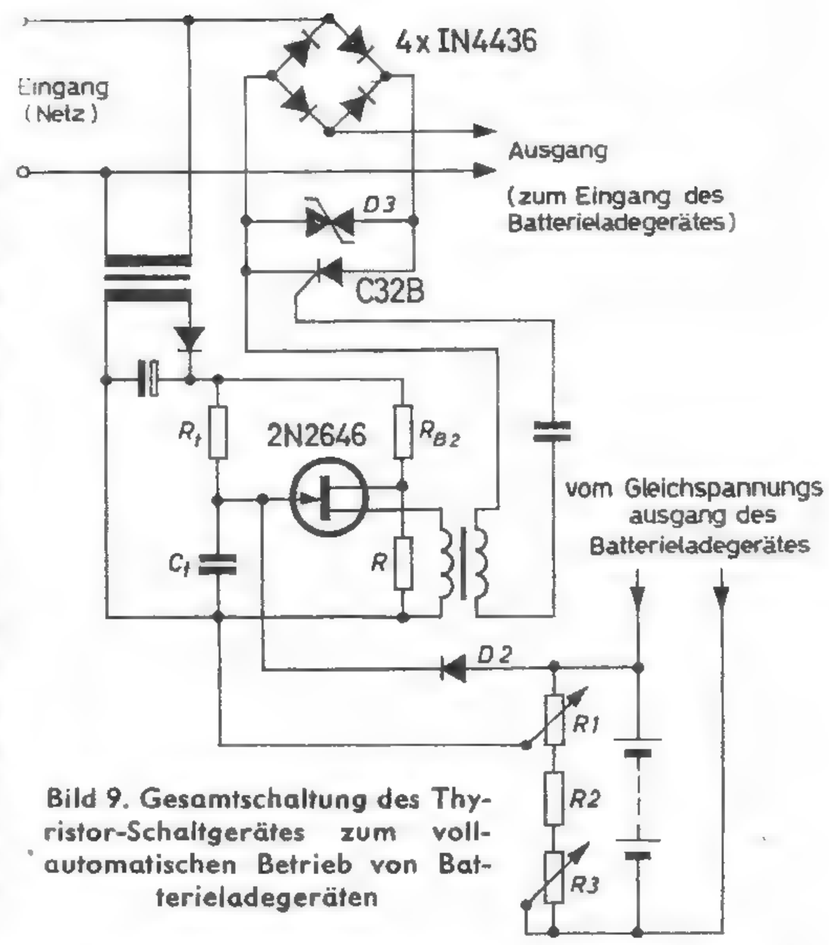


Bild 9. Gesamtschaltung des Thyristor-Schaltgerätes zum vollautomatischen Betrieb von Batterieladegeräten

also das Intervall verändert werden, und mit *R 1* wird der Ausschaltpunkt des Schaltgerätes festgelegt. Sind *R 3* und *R 1* bereits für eine 6-V-Batterie richtig justiert, so erhält man das proportionale Intervall für eine Batterie mit höherer Spannung durch Vergrößern von *R 2* und Nachjustieren von *R 1*.

Um die Forderung d) zu erfüllen, ist darauf zu achten, daß Thyristor und Dioden auf einen genügend großen Kühlklotz montiert werden, der die obere Temperaturgrenze bestimmt. Die untere Grenze hängt dagegen von den Bauteilen ab.

3. Vollständige Schaltung

Bild 9 zeigt die vollständige Schaltung des vollautomatischen Thyristor-Schaltgerätes. Die symmetrische Zenerdiode *D 3*, die parallel zur Diodenstrecke des Thyristors liegt, dient zur Ableitung hoher Spannungsspitzen, die beim Ein- und Ausschalten oder im angeschlossenen Netz auftreten können und den Thyristor zerstören würden.

Für die Brückenschaltung wurden 20-A-Dioden IN4436 von *Varo* verwendet. Als Thyristor wurde der bewährte C32B von *GE* und als Unijunction-Transistor der ebenfalls von *GE* entwickelte 2N2646 eingesetzt.

Schrifttum

[1] ● Transistor Manual der *General Electric Company*, Semiconductor Products Department, 6. Ausg. Syracuse, N. Y., 1962

[2] ● SCR Manual der *General Electric Company*, Semiconductor Products Department. Syracuse, N. Y., 1964

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

bringt im Septemberheft unter anderem folgende Beiträge:

Automatische Inspektion und Herstellung von Festkörperschaltkreisen mit dem Elektronenabtaster

Schallkomponenten im Ultraschallbereich

Variable Impulsverzögerung hoher Genauigkeit

Prüfprojektor für Fernsehkamera

HF-Leistungstransistoren — Neue Entwicklungen mit Techniken der Mikroelektronik

Merkmale moderner Photovervielfacher

Über die Reziprozität der Richtdiagramme von Sende- und Empfangsantennen

Elektronik in aller Welt · Angewandte Elektronik · Aus Industrie und Wirtschaft · Persönliches · Neue Erzeugnisse · Industriedruckschriften · Kurznachrichten

Format DIN A 4 · monatlich ein Heft · Preis im Abonnement 11,50 DM vierteljährlich, Einzelheft 4 DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im In- und Ausland, durch die Post oder direkt vom Verlag

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · Berlin-Borsigwalde

Postanschrift: 1 BERLIN 52

G. SCHUSTER

Dimensionierungshinweise für einen kompensierten Videoverstärker

DK 621.397.62:621.375.1:621.3.029.33

1. Aufgabenstellung und grundsätzliche Lösung

In einem Videoverstärker soll das vom Bildgleichrichter gelieferte videofrequente Spektrum, das von Gleichstrom bis zu einer Frequenz von etwa 5 MHz reicht, möglichst amplituden- und phasentreu übertragen werden. Es besteht nun die Ansicht, daß die Amplitudentreue beim Schwarzweißfernsehen in erster Linie wichtig sei. Das ist richtig, denn bei mit *RC*- (oder *LC*-)Netzwerken gekoppelten Verstärkern führen selbst kleinste Abweichungen des Amplitudenfrequenzgangs vom geradlinigen Verlauf zu verhältnismäßig großen Phasendrehungen. Amplitudenverzerrungen sind bei Koppelnetzwerken, die Blindwiderstände enthalten, stets untrennbar mit Phasenänderungen verbunden. Ein Rechteckimpuls nach Bild 1a erfährt in einer Verstärkerstufe an der unteren Frequenzgrenze des Durchlaßbereichs der Stufe beispielsweise eine durch Amplituden- und Phasenfehler hervorgerufene Verformung etwa nach Bild 1b und an der oberen Frequenzgrenze etwa nach Bild 1c. Beim Übergang von Schwarz auf

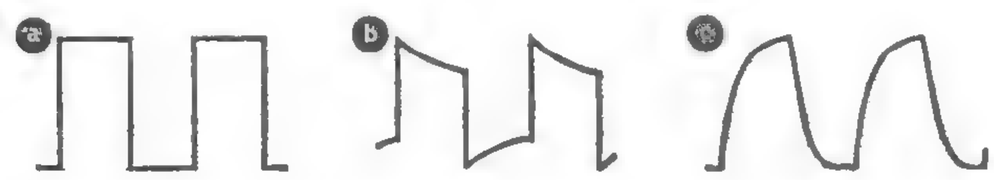


Bild 1. Verformung von Rechteckimpulsen; a) unverformter Rechteckimpuls, b) Verformung an der unteren Frequenzgrenze des Verstärkers, c) Verformung an der oberen Frequenzgrenze des Verstärkers

Weiß (Schwarzweißsprung im Fernsehbild) oder umgekehrt bewirkt die Verschleifung der Signalflanken infolge von Phasenfehlern des Videoverstärkers Verzerrungen, die auf dem Bildschirm als Konturenunschärfe (Verwaschungen) in Erscheinung treten. Bei der Dimensionierung eines Videoverstärkers müssen deshalb Amplituden- und Phasengang gemeinsam betrachtet werden.

Den nachstehenden Berechnungen ist die Prinzipschaltung einer Videoverstärkerstufe nach Bild 2 mit dem Übertragungsfaktor $\mathfrak{A}_1$

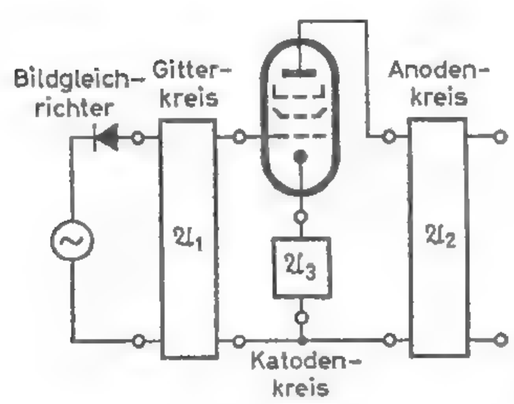


Bild 2. Blockschaltung einer Videoverstärkerstufe

des Gitterkreises, $\mathfrak{A}_2$ des Anodenkreises und $\mathfrak{A}_3$ des Katodenkreises einer Verstärkerröhre zugrunde gelegt.

Die Phasen- und Dämpfungsverzerrungen lassen sich für jeden Kreis in dem Übertragungsfaktor

$$\mathfrak{A} = A \cdot e^{j\varphi}; \qquad A = |\mathfrak{A}| \tag{1}$$

zusammenfassen. $A = |\mathfrak{A}|$ stellt den Amplitudengang, φ den Phasengang dar.

Für die Berechnung des Gesamtübertragungsfaktors sind die komplexen Faktoren der einzelnen Kreise zu multiplizieren

$$\mathfrak{A}_{ges} = \mathfrak{A}_1 \cdot \mathfrak{A}_2 \cdot \mathfrak{A}_3 = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \cdot e^{j(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3)}. \tag{2}$$

Aus Gl. (2) ersieht man, daß die Amplitudenabhängigkeiten der Netzwerke multipliziert werden, während sich die Phasenwinkel addieren. Das Netzwerk ist dann phasenverzerrungsfrei, wenn alle auftretenden Schwingungen die gleiche Zeit t_p benötigen, um das Netzwerk zu passieren. Für jedes Netzwerk gilt

$$t_p = \frac{\varphi}{\omega}. \tag{3}$$

Diese Zeit erhält man also nach Gl. (3), indem man den Phasengang φ durch die Frequenz ω dividiert. Damit läßt sich für Gl. (2) auch setzen

$$\mathfrak{A}_{ges} = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \cdot e^{j\omega(t_{p1} + t_{p2} + t_{p3})} = \prod_{n=1}^{3} A_n \cdot e^{j\omega \sum_{n=1}^{3} t_{pn}}. \tag{4}$$

Die gesamte Stufe ist dann frei von Amplitudenverzerrungen, wenn das Produkt aller Einzelabhängigkeiten von der Frequenz unabhängig ist:

$$\prod_{n=1}^{3} A_n = \text{const}. \tag{5}$$

A_1 kann also zum Beispiel mit der Frequenz abnehmen, wenn A_3 diesen Fehler wieder ausgleicht. Entsprechendes gilt für die Phasenabhängigkeit, also

$$\sum_{n=1}^{3} t_{pn} = \text{const}. \tag{6}$$

2. Gitterkreis

Der Gitterkreis der Videoverstärkerröhre ist im Bild 3 dargestellt. Der Bildgleichrichter treibt einen konstanten Strom $\mathfrak{J}$ durch den Widerstand R.

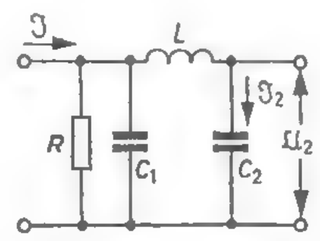


Bild 3. Schaltung des Gitterkreises

Die Spannung $\mathfrak{U}_2$ des Videosignals am Ausgang des Netzwerkes ist

$$\mathfrak{U}_2 = \mathfrak{J}_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}. \tag{7}$$

Der Strom $\mathfrak{J}_2$ ergibt sich nach der Stromteilerregel zu

$$\boxed{\mathfrak{J}_2 = \mathfrak{J} \cdot \frac{\dfrac{1}{j\omega L + \dfrac{1}{j\omega C_2}}}{\dfrac{1}{R} + j\omega C_1 + \dfrac{1}{j\omega L + \dfrac{1}{j\omega C_2}}}} = \mathfrak{J} \cdot \frac{\dfrac{j\omega C_2 R}{1 - \omega^2 L C_2}}{1 + j\omega R\left(C_1 + \dfrac{C_2}{1 - \omega^2 L C_2}\right)}. \tag{8}$$

Es ist zweckmäßig, hier die Frequenz zu normieren. Die Bezugsgröße ω_2 sei gegeben durch

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L C_2}}. \tag{9}$$

Damit wird die normierte Frequenz

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_2} = \omega\sqrt{L C_2} \tag{10}$$

und also

$$\Omega^2 = \omega^2 L C_2. \tag{10a}$$

Gl. (10a) in Gl. (8) eingesetzt, ergibt

$$\mathfrak{J}_2 = \mathfrak{J} \cdot \frac{j\omega C_2 R}{1 - \Omega^2 + j\omega R\left[C_2 + C_1(1 - \Omega^2)\right]}. \tag{11}$$

Mit dem so gefundenen Strom $\mathfrak{J}_2$ kann jetzt die Spannung $\mathfrak{U}_2$ nach Gl. (7) berechnet werden zu

$$\mathfrak{U}_2 = \frac{\mathfrak{J} \cdot R}{1 - \Omega^2 + j\omega R\left[C_2 + C_1(1 - \Omega^2)\right]}. \tag{12}$$

Zur Berechnung des Amplitudenganges muß nun A_1 bestimmt werden. Dabei ist

$$\mathfrak{A}_1 = \frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{J} \cdot R} = \frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{U}_{2\,\max}} . \tag{13}$$

$\mathfrak{U}_{2\,\max} = \mathfrak{J} \cdot R$ ist die maximale Spannung, die am Bildgleichrichter entsteht.

Der Betrag von $\mathfrak{A}_1$ ergibt sich zu

$$A_1 = |\mathfrak{A}_1| = \frac{1}{\sqrt{(1-\Omega^2)^2 + \omega^2 R^2 [C_2 + C_1 (1-\Omega^2)]^2}} . \tag{14}$$

Die etwas umständliche Ausrechnung des Nenners liefert

$$\boxed{A_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2 [\omega_2^2 (\tau_1^2 + \tau_2^2 + 2\,\tau_1 \cdot \tau_2) - 2] + \Omega^4 [1 - 2\,\omega_2^2 (\tau_1^2 + \tau_1 \cdot \tau_2)] + \Omega^6\, \omega_2^2 \cdot \tau_1^2}} .} \tag{15}$$

Hierbei wurde eingeführt

$$\tau_1 = R \cdot C_1 , \tag{16}$$

$$\tau_2 = R \cdot C_2 . \tag{17}$$

A_1 nach Gl. (15) ändert sich mit Ω. Diese Abhängigkeit ist ein Minimum, wenn die bei Ω^2 und Ω^4 stehenden Ausdrücke Null werden. Das ist der Fall für

$$\omega_2^2 (\tau_1^2 + \tau_2^2 + 2\,\tau_1 \cdot \tau_2) = \omega_2^2 (\tau_1 + \tau_2)^2 = 2 \tag{18}$$

und

$$\omega_2^2 (\tau_1^2 + \tau_1 \cdot \tau_2) = \frac{1}{2} . \tag{19}$$

Die Subtraktion von Gl. (18) und Gl. (19) liefert

$$\omega_2^2 (\tau_1 + \tau_2)^2 - 4\,\omega_2^2 (\tau_1^2 + \tau_1 \cdot \tau_2) = 2 - 4 \cdot \frac{1}{2} = 0 . \tag{20}$$

Weiter ergibt sich nach Einsetzen von Gl. (16) und Gl. (17) in Gl. (20)

$$\omega_2^2 R^2 [(C_1 + C_2)^2 - 4 (C_1^2 + C_1 \cdot C_2)] = 0 . \tag{21}$$

Die Berechnung des Ausdruckes in den eckigen Klammern führt zu einer quadratischen Gleichung für C_1, und zwar zu

$$C_1^2 + \frac{2}{3} C_1 \cdot C_2 = \frac{1}{3} C_2^2 . \tag{22}$$

Die Lösung von Gl. (22) ist

$$C_1 = \frac{1}{3} C_2 . \tag{23}$$

Mit Gl. (23) ist das Verhältnis C_1/C_2 festgelegt. Diese Lösung, unter Berücksichtigung von Gl. (16) und Gl. (17) in Gl. (18) eingesetzt, ergibt

$$\omega_2^2 R^2 \left(C_2 + \frac{1}{3} C_2\right)^2 = 2 . \tag{24}$$

Setzt man Gl. (9) in Gl. (24) ein, so wird

$$\frac{R^2}{L \cdot C_2} \left(\frac{4}{3} C_2\right)^2 = 2 , \tag{25}$$

und daraus erhält man für L

$$L = R^2 \cdot C_2 \cdot 0{,}89 . \tag{26}$$

Mit den so für C_1, C_2 und L festgelegten Werten ist die Frequenzabhängigkeit der Eingangsspannung $\mathfrak{U}_2$ der Röhre gering. An Stelle von Gl. (15) lautet die dann vereinfachte Gleichung für den Betrag des Übertragungsfaktors

$$A_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^6\, \omega_2^2\, \tau_1^2}} . \tag{27}$$

Läßt man bei der Grenzfrequenz f_g einen Amplitudenabfall von 5% zu ($A_1 = 0{,}95$), so wird

$$A_1 = 0{,}95 = \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega_g^6\, \omega_2^2\, \tau_1^2}} . \tag{28}$$

Hierbei wurde $\Omega = \Omega_g$ gesetzt.

Mit Hilfe von Gl. (28) kann R als letzte festsetzbare Größe berechnet werden. Dabei ist es zweckmäßig, R als Funktion von C_2 zu bestimmen, da C_2 durch die Röhreneingangskapazität gegeben ist und nicht verkleinert werden kann.

Aus Gl. (28) folgt

$$\Omega_g^6 \cdot \omega_2^2 \cdot \tau_1^2 = 0{,}11 . \tag{29}$$

Löst man Gl. (29) nach τ_1 auf, so ergibt sich mit den Gleichungen (10) $\left(\text{in der Form } \Omega_g = \frac{\omega_g}{\omega_2}\right)$ und (26)

$$\tau_1 = \sqrt{0{,}11}\, \frac{1}{\omega_g^3 \cdot R^2 \cdot C_2^2 \cdot 0{,}89}$$

und mit Gl. (16)

$$R = \sqrt{0{,}11} \cdot \frac{1}{\omega_g^3 \cdot C_1 \cdot R^2 \cdot 0{,}89 \cdot C_2^2} . \tag{30}$$

Wird hier nun noch Gl. (23) eingesetzt, dann lautet das endgültige Ergebnis

$$R = \frac{1{,}04}{\omega_g\, C_2} . \tag{31}$$

Aus dieser Gleichung erkennt man, daß der Diodenlastwiderstand mit steigender Eingangskapazität kleiner werden muß, wenn der geforderte Abfall nicht überschritten werden soll. Ein kleiner Widerstand R ergibt aber eine zu niedrige Spannung am Gleichrichter. Um eine große Amplitude am Gitter der Verstärkerstufe zu erreichen, muß also C_2 klein sein.

Da jetzt alle Größen festgelegt sind, kann ω_2 berechnet werden:

$$\omega_2^2 = \frac{1}{L\, C_2} = \frac{1}{0{,}89 \cdot R^2\, C_2^2} = \frac{\omega_g^2}{0{,}89 \cdot 1{,}04^2} \approx \omega_g^2 . \tag{32}$$

Hier zeigt sich, daß die Normierung auf ω_2 zweckmäßig war, denn mit der Näherung $\omega_2 \approx \omega_g$ wird bei der Grenzfrequenz f_g

$$\Omega = \Omega_g = 1 . \tag{33}$$

Auch der Ω^6 in Gl. (28) zugeordnete Faktor ist dann nur noch ein Zahlenwert, der sich mit Gl. (9), (16), (23) und (26) zu

$$\omega_2^2 \cdot \tau_1^2 = \frac{R^2\, C_1^2}{L\, C_2} = \frac{1}{9 \cdot 0{,}89} = 0{,}125 \tag{34}$$

ergibt. Damit lautet die Endgleichung

$$A_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + 0{,}125 \cdot \Omega^6}} . \tag{35}$$

Bild 4 zeigt den Verlauf von A_1 in Abhängigkeit von Ω. Der Vorteil der Normierung von Ω ist die Unabhängigkeit von dem Zahlenwert der Grenzfrequenz.

Als nächstes muß noch der Phasenwinkel φ berechnet werden. Dazu wird der Imaginärteil von Gl. (12) durch den Realteil dividiert:

$$\tan \varphi_1 = - \frac{\omega\, R \cdot [C_2 + C_1 (1 - \Omega^2)]}{1 - \Omega^2}$$

$$= - \omega\, R \left(C_1 + \frac{C_2}{1 - \Omega^2}\right) . \tag{36}$$

Für die Phasenlaufzeit, die hier nur interessiert, gilt nach Gl. (3)

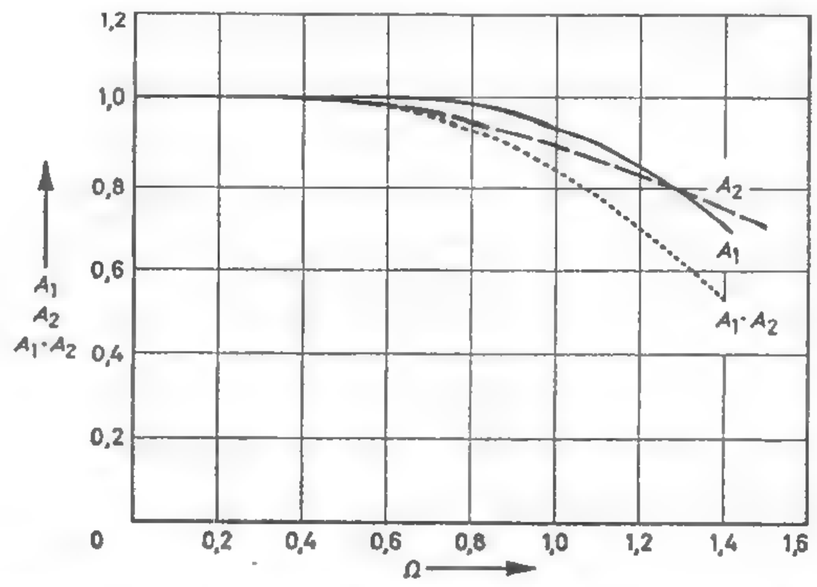


Bild 4. Abhängigkeit der Amplitude von Ω; A_1 Frequenzgang des Gitterkreises, A_2 Frequenzgang des Anodenkreises, $A_1 \cdot A_2$ resultierender Frequenzgang von Gitter- und Anodenkreis

18,9:1

Diese Relation spricht für STYROPOR!

3225 g wiegen die abgebildeten Teile des Laborrührers. 170 g wiegen die beiden aus STYROPOR gefertigten Verpackungs-Halbschalen. Dieses geringe Gewicht der Schaumstoffverpackung wirkt sich naturgemäß auch auf die Frachtkosten aus.

Schaumstoffverpackungen aus STYROPOR bieten noch eine Reihe weiterer Vorteile: Rüttelfreies Anliegen der verpackten Güter durch maßgenaue Aussparung selbst sehr komplizierter Formen. Bleibende Polsterwirkung auch nach mehrmaliger Fall- und Stoßbeanspruchung.

Haben Sie für Ihre Erzeugnisse schon die richtige Schaumstoffverpackung aus STYROPOR?

Ausführliche Unterlagen lassen wir Ihnen gerne zukommen. Bitte schreiben Sie uns.

100 Jahre BASF

®Styropor BASF

Badische Anilin- & Soda-Fabrik AG
Verkauf/Werbeabteilung
6700 Ludwigshafen am Rhein

Bitte senden Sie mir weiteres Informationsmaterial

A197-VP 3 4503

Name

Beruf

Anschrift

$$t_1 = \frac{\varphi_1}{\omega} = -\frac{\arctan \omega R\left(C_1 + \frac{C_2}{1-\Omega^2}\right)}{\omega}. \tag{37}$$

Werden Gl. (23) und Gl. (31) in diese Gleichung eingesetzt, dann hängt t_1 nur noch von Ω und ω ab

$$t_1 = -\frac{\arctan \frac{0{,}35}{\omega_g}\,\omega\left(\frac{4-\Omega^2}{1-\Omega^2}\right)}{\omega}. \tag{38}$$

Da für kleine Werte von x

$$\arctan x \approx x \tag{39}$$

ist, wird die Laufzeit bei niedrigen Frequenzen

$$t_1 = -\frac{0{,}35}{\omega_g}\left(\frac{4-\Omega^2}{1-\Omega^2}\right). \tag{40}$$

Bei der Frequenz $f = 0$ ($\Omega = 0$) ergibt sich die Grundlaufzeit $t_{1\,0}$ zu

$$t_{1\,0} = -\frac{1{,}4}{\omega_g}. \tag{41}$$

Die größte Abweichung $t_{1\,g}$ von der Grundlaufzeit tritt bei $\Omega = 1$ auf, da hier der Tangens Unendlich wird $\left(\varphi_1 = -\frac{\pi}{2}\right)$

$$t_{1\,g} = -\frac{\frac{\pi}{2}}{\omega_g} = -\frac{\pi}{2\,\omega_g}. \tag{42}$$

Verzerrungen entstehen aber nur infolge frequenzabhängiger Abweichungen der Phasenlaufzeit von der Grundlaufzeit $t_{1\,0}$

$$\Delta t_1 = t_1 - t_{1\,0} = \frac{1{,}4}{\omega_g} - \frac{\arctan 0{,}35\,\Omega\left(\frac{4-\Omega^2}{1-\Omega^2}\right)}{\omega_g \cdot \Omega}. \tag{43}$$

Um wieder den allgemeinen Fall darzustellen, sind die Kurven im Bild 5 normiert aufgetragen. Als Ordinatenmaßstab wurde für die Phasenlaufzeitabweichungen des Gitterkreises

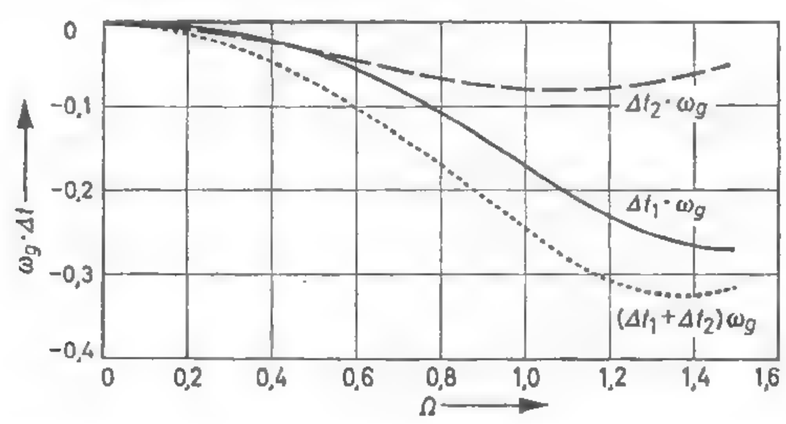


Bild 5. Laufzeitabweichungen in Abhängigkeit von Ω; $\Delta t_1 \cdot \omega_g$ Laufzeitabweichung des Gitterkreises, $\Delta t_2 \cdot \omega_g$ Laufzeitabweichung des Anodenkreises, $(\Delta t_1 + \Delta t_2)\,\omega_g$ resultierende Laufzeitabweichung von Gitter- und Anodenkreis

$$\omega_g \cdot \Delta t_1 = 2\,\pi \cdot \frac{\Delta t_1}{T_g} \tag{44}$$

gewählt. Er stellt den Verzögerungswinkel im Verhältnis zur Periode der Grenzfrequenz dar. Die normierte Gleichung lautet

$$\Delta t_1 \cdot \omega_g = 1{,}4 - \frac{\arctan 0{,}35\,\Omega\left(\frac{4-\Omega^2}{1-\Omega^2}\right)}{\Omega}. \tag{45}$$

Die maximale Abweichung beträgt bei $\omega_g = 2\,\pi \cdot 5$ MHz

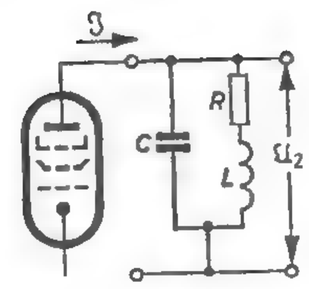
$$\Delta t_{1\,\max} = \frac{1{,}4 - \frac{\pi}{2}}{\omega_g} = -5{,}4 \cdot 10^{-9} = -5{,}4 \text{ ns}. \tag{46}$$

3. Anodenkreis

Als weiteres phasendrehendes Glied soll der Anodenkreis (Bild 6) berechnet werden. Die an der Anode auftretende Spannung, die die Steuerspannung der Bildröhre darstellt, ist

$$\mathfrak{U}_2 = \mathfrak{J} \cdot \mathfrak{R} = \mathfrak{J}\frac{1}{\mathrm{j}\,\omega\,C + \frac{1}{R + \mathrm{j}\,\omega\,L}} = \mathfrak{J}\frac{R + \mathrm{j}\,\omega\,L}{1 - \omega^2\,L\,C + \mathrm{j}\,\omega\,R\,C}. \tag{47}$$

Bild 6. Schaltung des Anodenkreises ▶



Die Kapazität C ist die Summe aller im Anodenkreis auftretenden Kapazitäten einschließlich der Eingangskapazität der Bildröhre. Bei niedrigen Frequenzen ist die Anodenwechselspannung reell

$$U_{2\,0} = \mathfrak{J} \cdot R. \tag{48}$$

Bezieht man die Ausgangswechselspannung auf diese Größe, so wird

$$\mathfrak{A}_2 = \frac{\mathfrak{U}_2}{U_{2\,0}} = \frac{1 + \mathrm{j}\,\omega\,L/R}{1 - \omega^2\,L\,C + \mathrm{j}\,\omega\,R\,C}. \tag{49}$$

Auch hier soll zuerst der Betrag $|\mathfrak{A}_2| = A_2$ berechnet werden

$$A_2 = \sqrt{\frac{1 + \omega^2\left(\frac{L}{R}\right)^2}{(1 - \omega^2\,L\,C)^2 + \omega^2\,(R\,C)^2}}. \tag{50}$$

Wird der Nenner ausgerechnet, dann stehen sowohl im Nenner als auch im Zähler Glieder mit ω^2

$$A_2 = \sqrt{\frac{1 + \omega^2\left(\frac{L}{R}\right)^2}{1 + \omega^2\,(R^2\,C^2 - 2\,L\,C) + \omega^4\,(L\,C)^2}}. \tag{51}$$

Die kleinste Frequenzabhängigkeit von A_2 liegt offenbar dann vor, wenn der Faktor bei ω^2 im Nenner gleich dem Faktor bei ω^2 im Zähler ist

$$\left(\frac{L}{R}\right)^2 = R^2\,C^2 - 2\,L\,C. \tag{52}$$

Aus dieser Gleichung kann L bestimmt werden. Die Auflösung der quadratischen Gleichung ergibt

$$L_{1,\,2} = -C\,R^2 \pm \sqrt{R^4\,C^2 + R^4\,C^2}. \tag{53}$$

Da nur ein positives L zu verwirklichen ist, erhält man

$$L = 0{,}414 \cdot R^2\,C. \tag{54}$$

Um eine übersichtlichere Gleichung zu erreichen, wird

$$R\,C = \tau \tag{55}$$

gesetzt. Mit Gl. (54) und Gl. (55) wird dann aus Gl. (51)

$$A_2 = \sqrt{\frac{1 + 0{,}171\,\omega^2\,\tau^2}{1 + 0{,}171\,\omega^2\,\tau^2 + 0{,}171\,\omega^4\,\tau^4}}. \tag{56}$$

Läßt man bei $\omega = \omega_g$ einen Abfall der Amplitude von 10% zu, so ergibt sich

$$A_2 = 0{,}9 = \sqrt{\frac{1 + 0{,}171\,\omega_g^2\,\tau^2}{1 + 0{,}171\,\omega_g^2\,\tau^2 + 0{,}171\,\omega_g^4\,\tau^4}}. \tag{57}$$

Gl. (57) muß nach τ aufgelöst werden:

$$1 + 0{,}171\,\omega_g^2\,\tau^2 = 0{,}81 + 0{,}138\,\omega_g^2\,\tau^2 + 0{,}138\,\omega_g^4\,\tau^4, \tag{58}$$

$$\tau^4 - 0{,}239\,\frac{\tau^2}{\omega_g^2} = \frac{1{,}37}{\omega_g^4}, \tag{59}$$

$$\tau_{1,\,2} = \sqrt{\frac{0{,}1195}{\omega_g^2} \pm \sqrt{\frac{1{,}37}{\omega_g^4} + \frac{0{,}014}{\omega_g^4}}}, \tag{60}$$

$$\tau = \frac{1{,}14}{\omega_g}. \tag{61}$$

Mit Gl. (61) ist bei gegebener Ausgangskapazität der maximale Anodenwiderstand R festgelegt

$$R = \frac{1{,}14}{\omega_g\,C}. \tag{62}$$

Wird Gl. (61) in Gl. (56) eingesetzt, so erhält man mit

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_g} \tag{63}$$

$$A_2 = \sqrt{\frac{1 + 0{,}222\,\Omega^2}{1 + 0{,}222\,\Omega^2 + 0{,}289\,\Omega^4}}. \tag{64}$$

A_2 ist ebenfalls im Bild 4 in Abhängigkeit von Ω aufgetragen.

(Fortsetzung folgt)

EGON KOCH, DL1 HM

Der Rauschgenerator und seine Anwendung in der Praxis

Für den Rauschabstand eines Kurzwellen- und besonders eines UKW-Empfängers sind die richtige Dimensionierung und der Abgleich der Eingangsstufe besonders wichtig. Heute wird allgemein die Empfindlichkeit eines Empfängers als dimensionslose Rauschzahl F oder, da es sich um ein Leistungsmaß handelt, in dB angegeben. Zur Messung der Rauschzahl und zur optimalen Abstimmung der Eingangsstufe, vor allem bei Empfängern für den UKW- und UHF-Bereich, verwendet man heute an Stelle eines auf die Empfangsfrequenz abstimmbaren Meßsenders einen Rauschgenerator. Er liefert ein definiertes Spektrum weißen Rauschens – also ein Frequenzspektrum, in dem die je Hz abgegebene Leistung konstant ist. „Weiß" heißt dieses Rauschen deshalb, weil auch im weißem Licht alle (Regenbogen-)Farben gleichmäßig vorhanden sind (Analogie zur Optik beziehungsweise Farbenlehre). Der Empfänger schneidet entsprechend seinem Durchlaßbereich aus diesem Spektrum ein Stück heraus, das genau dem Frequenzbereich entspricht, in dem auch das Rauschen beim normalen Empfangsbetrieb zur Wirkung kommt. Der Vergleich der beiden Rauschleistungen ist daher unabhängig von der Breite und der Form der Durchlaßkurve.

Zur Erzeugung von Rauschleistungen mit kontinuierlichem Frequenzspektrum dienen Dioden. Die Amateure verwenden hierfür vielfach Halbleiterdioden, die zwar eine große Rauschleistung im Sperrbereich abgeben, aber inkonstant sind. Für die kommerziell gefertigten Rauschgeneratoren verwendet man daher Hochvakuumdioden, die eine Wolframkatode haben und einen leicht berechenbaren, konstanten Rauschstrom liefern.

Schaltung

Für den hier beschriebenen Rauschgenerator wurde eine sehr einfache, auch von den Röhrenherstellern empfohlene Schaltung (Bild 1) verwendet, um den Aufwand geringzuhalten. Beim Selbstbau wird vor allem bei Messungen im oberen Frequenzbereich nicht die hohe Meßgenauigkeit erreicht wie mit entsprechenden von der Industrie hergestellten Geräten. Den von Funkamateuren und Service-Werkstätten gestellten Ansprüchen wird jedoch auch die vorliegende Konzeption des Rauschgenerators gerecht.

Als Rauschdiode wurde die K 81 A von *Valvo* verwendet, die bei einem Abschlußwiderstand von 50 Ohm Rauschleistungsmessungen bis 20 kT_0, bei 60 Ohm bis 24 kT_0 gestattet. Diese direkt geheizte Röhre hat eine Wolframkatode, so daß bei Variation der Heizspannung die Emission (Bild 2) und damit die Rauschspannung am Anodenwiderstand geändert werden kann. Die Heizspannung von 2 V sollte mit Rücksicht auf die Lebensdauer der Diode nicht überschritten werden. Der Heizstrom ist 2,5 A, und es ist darauf zu achten, daß nicht infolge Spannungsabfalls an den Leitungen und den HF-Drosseln eine Unterheizung entsteht, weil sonst keine Messung bis zur maximalen Rauschzahl möglich ist. Es empfiehlt sich daher, den Heiztrafo für eine Spannung von 2,5 V auszulegen und die überschüssige Spannung durch einen Vorwiderstand netzseitig zu reduzieren. Der Wolframheizfaden hat infolge seiner großen Dicke eine geringe Selbstinduktion, wodurch die HF-Entkopplung der Heizspannung erleichtert wird. Auch ist die Wärmeträgheit groß, so daß bei Wechselstromheizung der Sättigungszustand erhalten bleibt.

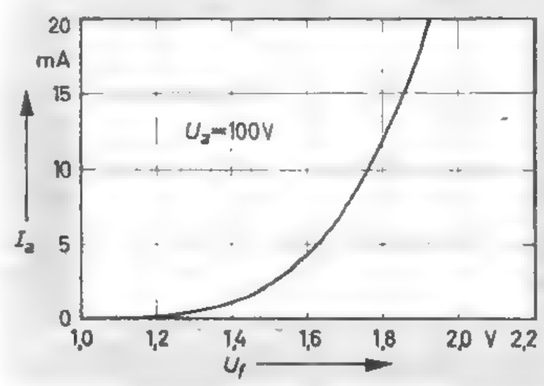
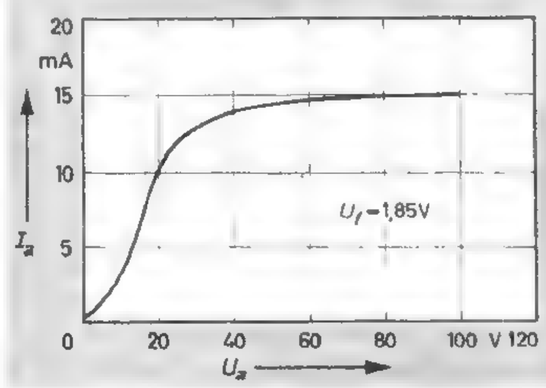


Bild 2. Diodenstrom I_a in Abhängigkeit von der Heizspannung U_f

Bild 3. Sättigungsstrom der Diode K 81 A



Die Anodenspannung braucht nicht stabilisiert zu werden. Bei einer eingestellten Rauschleistung von 0 kT_0 darf die obere Grenze von 150 V nicht überschritten werden. Schwankungen bis herunter zu 80 V (Beginn der Sättigung), bedingt durch die Regelung des Rauschsignals, sind ohne Einwirkung auf das Meßergebnis (Bild 3).

Dem zu messenden Empfänger darf nur das Rauschsignal zugeführt werden. Es liegen daher in beiden Heizleitungen je zwei Ferroxcube-Breitband-HF-Drosseln in Reihe, die mit Scheibenkondensatoren abgeblockt sind. Um die Zuleitungsinduktivitäten so klein wie möglich zu halten, sind die Diodenanschlüsse mehrfach hergeführt. Jeder Anschluß der Heizung liegt an drei Sockelstiften, und jeder wird über einen Scheibenkondensator von 1 nF auf kürzestem Weg geerdet. Induktive Einstrahlungen werden durch den gegebenen Aufbau und entsprechende Abschirmungen verhindert.

Da die zu untersuchenden Geräte wohl durchweg einen Koaxanschluß für 50, 52 oder 60 Ohm haben, wurde auch der Rauschgenerator mit einem Koaxanschluß versehen. Von der Anode der Diode wird das Rauschsignal auf den Innenleiter des Kabels gekoppelt. Die Koaxleitung ist mit einem dem Wellenwiderstand entsprechenden HF-Widerstand (ohne Zuleitungsdrähte, ohne Schichtwendel) abgeschlossen und bildet auch gleichzeitig den Innenwiderstand des Generators. Eine Störstelle in der Leitung entsteht bei höheren Frequenzen an der Einkoppelstelle der Diode. Sie wird verursacht durch die Eigenkapazität des Diodensystems und durch die Induktivität der Zuleitungen. Eine breitbandige Kompensation bereitet beim Selbstbau Schwierigkeiten, zumal auch eine einwandfreie Nachprüfung mit den Amateuren zur Verfügung stehenden Meßmitteln nicht möglich ist. Durch den hier gewählten Aufbau konnte dieser Fehler klein gehalten werden, so daß im UKW- und UHF-Bereich bis 900 MHz noch durchaus brauchbare Ergebnisse erreicht werden.

Bei der Messung ist aber zu beachten, daß durch den Diodenstrom ein Spannungsabfall am Anodenwiderstand je nach der eingestellten Rauschleistung von einigen Volt hervorgerufen wird. Dies stört bei der Messung nicht, wenn bei dem angeschlossenen Empfänger eine induktive oder kapazitive Einkopplung auf die Eingangsstufe vorgenommen wird. Besteht aber eine direkte galvanische Verbindung mit einer Röhre oder einem Transistor, so muß durch Zwischenschaltung eines Kondensators für eine Abtrennung des Gleichspannungsanteils gesorgt werden. Um die Meßgenauigkeit nicht zu verschlechtern, wurde von dem Einbau eines Kondensators in das Gerät Abstand genommen.

Die Einstellung der Rauschleistung wird, wie schon erwähnt, durch Verändern der Heizspannung vorgenommen. Zu diesem Zweck liegt primärseitig am Heiztransformator ein drahtgewickelter Drehwiderstand. Der dazu in Reihe geschaltete Vorwiderstand ist so gewählt, daß bei kurzgeschlossenem Regler 2 V Heizspannung (gemessen direkt an der Röhrenfassung) nicht überschritten werden. Für die Gewinnung der Anodenspannung muß

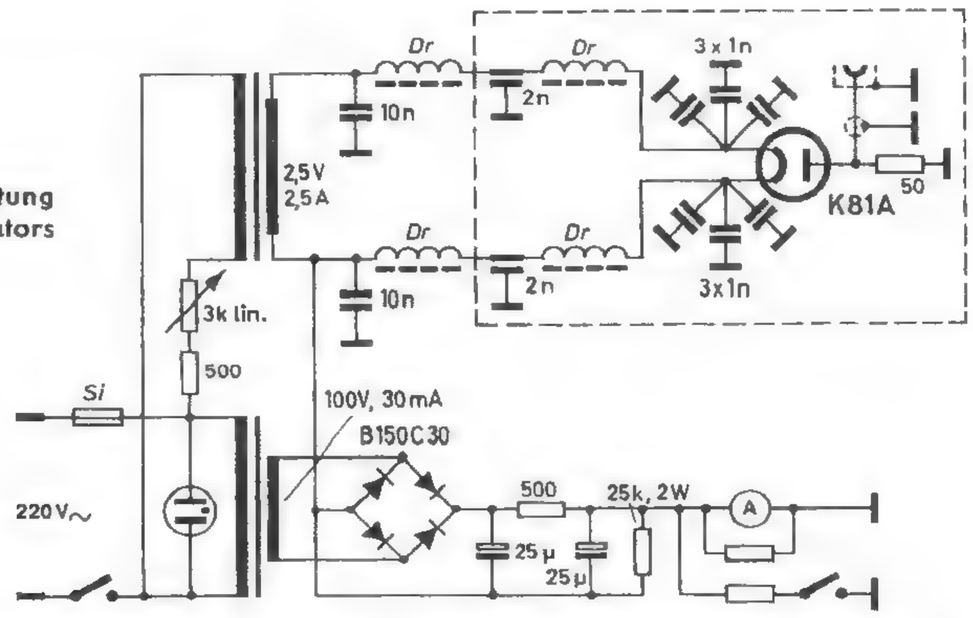


Bild 1. Schaltung des Rauschgenerators

man daher einen gesonderten Transformator verwenden. Die Gleichrichtung erfolgt mit einem Selengleichrichter in Brückenschaltung. Ihm folgt eine *RC*-Siebkette, bei der die Elektrolytkondensatoren isoliert zu montieren sind. In der Minusleitung liegt ein Drehspulmeßinstrument. Es ist auf die Meßbereiche 0 ... 5 mA und 0 ... 20 mA umschaltbar, entsprechend den Meßbereichen 0 ... 5 kT_0 und 0 ... 20 kT_0 bei Verwendung eines 50-Ohm-Anodenwiderstands. Zur Schonung der Rauschdiode sollte man das Gerät nur während der Vornahme von Messungen einschalten oder auf kleinste Rauschleistung einstellen.

Aufbau

Das Gerät ist in einem *Leistner*-Gehäuse „Nr. 15" (20 cm × 15 cm × 15 cm) eingebaut. Die Bauelemente sind auf einem Vertikalchassis montiert, das mit 30 mm langen

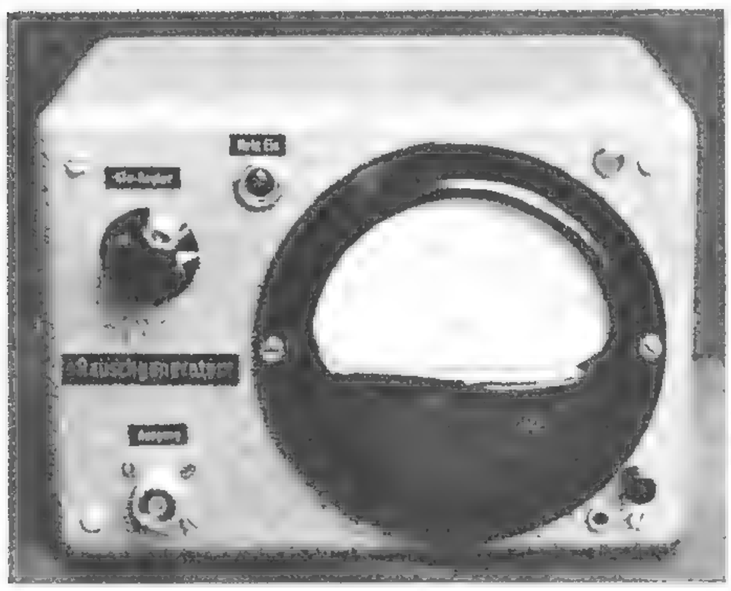


Bild 4. Außenansicht des Rauschgenerators

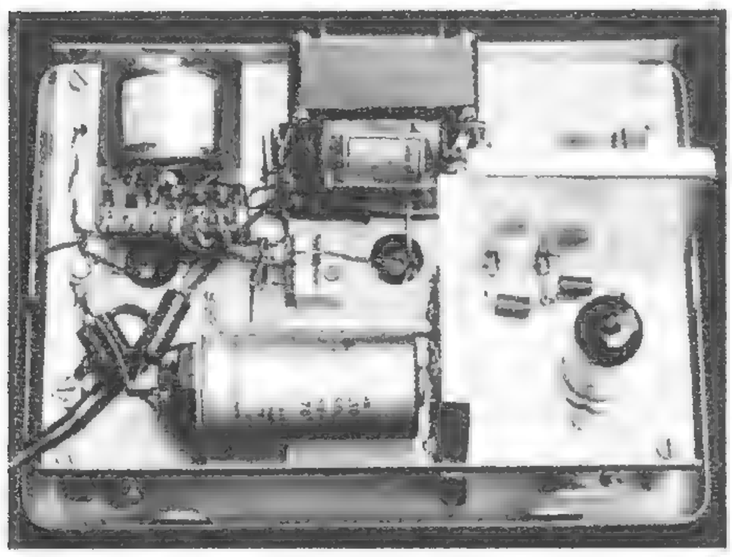


Bild 5. Innenansicht des Rauschgenerators

gilt für den Anodenwiderstand. Für die sehr kurze Verbindung zwischen der Röhrenfassung und der Koaxbuchse wird Koaxkabel verwendet. Ein Blechwinkel schirmt die Bauelemente an der Röhrenfassung ab. Ferner ist der Röhrenkolben durch einen Blechwinkel gegenüber den anderen Bauteilen abgeschirmt, um induktive Einstreuungen auf das System zu verhindern. Keinesfalls darf hier eine Röhrenfassung mit eng anliegender Abschirmhaube verwendet werden.

Eichung

Die Eichung des Rauschgenerators ist relativ einfach. Die Rauschleistung in kT_0 wird nach der Formel

$$P = 20 \cdot I_d \cdot R_a$$

berechnet, wobei I_d den Diodenstrom in mA, und R_a den Abschlußwiderstand bedeutet.

Die Rauschzahl F einer Empfängerstufe ist ein Leistungsmaß, das aus dem Vergleich des störenden Eigenrauschens der Stufe mit einer bekannten Rauschleistung gewonnen wird. Weil die Rauschzahl F aus dem Quotienten zweier Leistungen errechnet wird, ist sie selbst dimensionslos. Als Leistungsverhältnis wird F aber auch häufig in dB angegeben, und zwar gilt

$$F_{\mathrm{dB}} = 10 \lg F.$$

Bild 8 zeigt ein Nomogramm zur Umrechnung der Rauschzahlen F in dB. Obwohl die Rauschzahl, wie erwähnt, dimensionslos ist, wird fälschlicherweise oft die Leistungseinheit kT_0 als Dimension hinzugefügt. Sie ist für eine Temperatur $T_0 = 300$ °K (27 °C, mittlere Innentemperatur von bei Zimmertemperatur benutzten Geräten) $4{,}1 \cdot 10^{-21}$ W je 1 Hz Bandbreite. Da sich bei der Berechnung von F die Dimensionen kürzen lassen, stimmt lediglich der Zahlenwert der am Rauschgenerator abgelesenen Rauschleistung mit der gesuchten Rauschzahl überein (5 kT_0 entsprechen beispielsweise der Rauschzahl $F = 5$).

Die Skala des Meßinstruments kann in kT_0-Einheiten oder in dB geeicht werden. Je nach den Erfordernissen wird man den Innenwiderstand des Generators mit 50, 52 oder 60 Ohm wählen. Damit auch kleine Rauschleistungen gut ablesbar sind, hat das Mustergerät zwei umschaltbare Meßbereiche, und zwar 0 ... 5 kT_0 und 0 ... 20 kT_0 erhalten.

scher Kennlinie erforderlich. Hierzu eignet sich vor allem wegen seiner hohen Empfindlichkeit (kleinster Meßbereich 0,05 bis 0,15 V) das Taströhrenvoltmeter „UTKT" von *Rohde & Schwarz*. Wie man die Messungen unter Verwendung der üblichen Service-Röhrenvoltmeter mit HF-Tastkopf ausführen kann, wird weiter unten beschrieben.

Bei Messungen an Konvertern benutzt man zur Verstärkung des Signals zweckmäßigerweise den betriebsmäßig dazugehörigen Nachsetzer beziehungsweise ZF-Verstärker, da ein sonst erforderlicher HF-Breitbandverstärker dem Amateur kaum zur Verfügung stehen dürfte. Der Rauschgenerator wird über ein Koaxkabel mit dem Konverter- beziehungsweise Empfängereingang verbunden und der Leistungsregler ganz nach links (0 kT_0) gedreht. Die Schwundregelung ist abzuschalten. Der ZF-Verstärker darf vom Rauschgenerator nicht übersteuert werden, das heißt, es muß bei linearer Verstärkerkennlinie gemessen werden (bei FM-Empfängern vor dem Begrenzer, bei AM-Demodulation vor dem Demodulator), weil sich sonst am Meßpunkt keine einwandfreie Leistungsaddition ergibt. Man wird also einen Meßpunkt im Verstärker wählen, an dem mit dem gegebenen Spannungsmesser mit quadratischer Charakteristik (empfindlichster Meßbereich) eine noch zuverlässige Anzeige gewährleistet ist.

Der angeschlossene HF-Spannungsmesser zeigt zunächst die im Empfänger entstandene Rauschspannung an. Nun ist der Regler des Rauschgenerators so weit aufzudrehen, bis sich die Anzeige am Spannungsmesser auf das $\sqrt{2}$fache = 1,41fache erhöht hat. Das entspricht der doppelten Leistung. Das Instrument am Rauschgenerator zeigt dann einen kT_0-Wert an, der der Rauschzahl des untersuchten Meßobjekts entspricht.

Den meisten Amateuren dürften jedoch keine HF-Spannungsmesser mit quadratischer Kennlinie zur Verfügung stehen. Mit einem den Mittelwert anzeigenden und sogar ungeeichten Instrument kann man auskommen, wenn entweder vor dem HF-Gleichrichter oder in einer ZF-Verstärkerstufe ein umschaltbarer Spannungsteiler angeordnet wird, der die Spannung um den Faktor $\sqrt{2}$ (3 dB) herabsetzt, also die

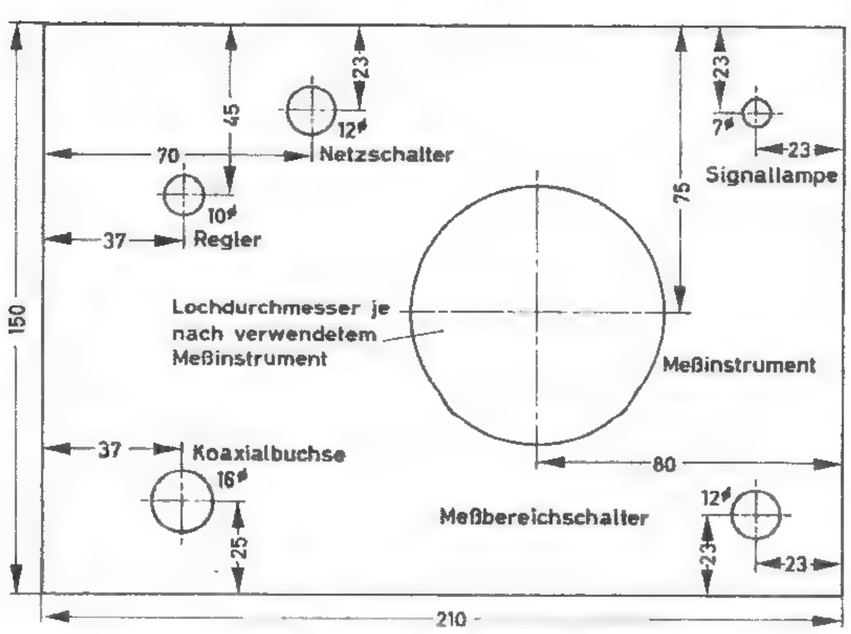


Bild 6. Bohrplan für die Frontplatte ◀

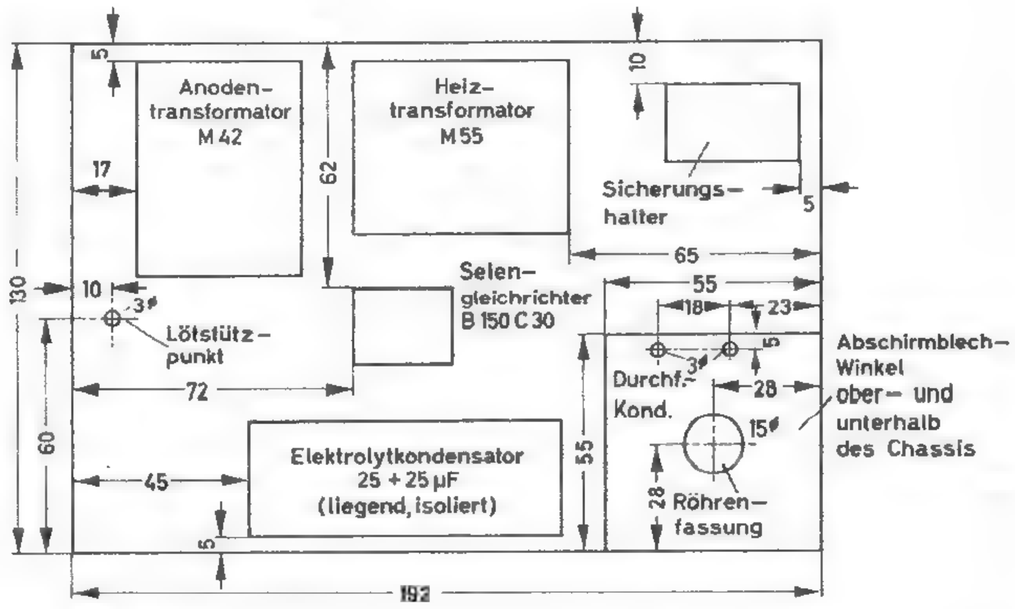


Bild 7. Bohrplan für das Vertikalchassis ▶

Abstandsbolzen parallel zur Frontplatte gehalten wird. Die Anordnung der Teile auf der Frontplatte und auf dem Chassis geht aus den Bildern 4 bis 7 hervor. Bei der Verdrahtung ist besonders darauf zu achten, daß die Scheibenkondensatoren mit möglichst kurzen Anschlußdrähten an die Lötfahnen der Röhrenfassung und direkt an das Chassis gelötet werden. Das gleiche

Meßverfahren

Die Genauigkeit der Messungen hängt stark von der Wahl eines einwandfreien Meßverfahrens ab. Für die Rauschzahlmessung ist neben dem Rauschgenerator ein HF-Spannungsmesser mit quadrati-

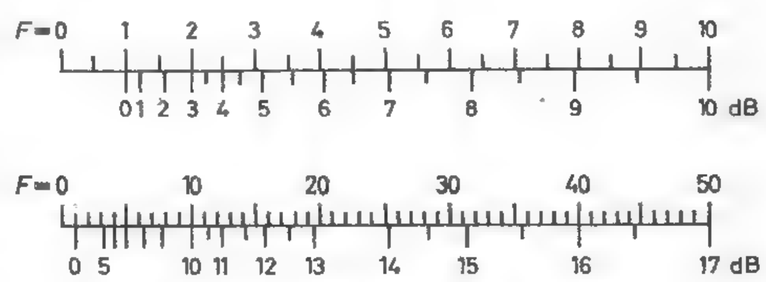


Bild 8. Nomogramm zur Umrechnung von F in dB und umgekehrt

Leistung halbiert. Bei der Messung wird zunächst bei auf Null gestelltem Rauschleistungsregler, der durch das Eigenrauschen des Empfängers verursachte Ausschlag am Spannungsmesser abgelesen. Dann ist der Teiler einzuschalten und das Rauschsignal am Generator so weit zu erhöhen, bis wieder die frühere Anzeige erreicht wird. Das Meßinstrument im Rauschgenerator gibt nun wieder die Rauschzahl des Empfängers an.

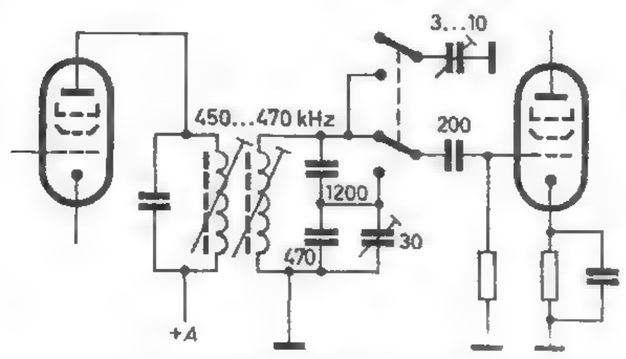


Bild 9. ZF-Verstärkerstufe mit 3-dB-Spannungsteiler

In der Praxis wird man diesen 3-dB-Spannungsteiler in einer mit Sicherheit nicht übersteuerten – also linear arbeitenden – ZF-Verstärkerstufe gemäß Bild 9 einbauen. Der Abgleich des Teilers ist mit Meßsender und Röhrenvoltmeter vorzunehmen. Der zuschaltbare Trimmer bildet beim Einschalten des Teilers die Röhrenkapazität nach und verhindert so eine Verstimmung des ZF-Kreises. Zur kapazitätsarmen Umschaltung empfiehlt sich die Verwendung von Gasdruck-Thermo-Relais [1], die wegen ihrer geringen Größe unmittelbar am ZF-Übertrager angeordnet werden können. Der HF-Tastkopf des Röhrenvoltmeters wird an der Anode dieser oder einer darauf folgenden ZF-Röhre angeschlossen. Auch bei dieser Meßanordnung ist darauf zu achten, daß es zu keiner Übersteuerung in einer vorhergehenden Stufe kommt. Die beschriebenen Meßverfahren gewährleisten einwandfreie Meßergebnisse. Die hin und wieder empfohlene Messung auf der NF-Seite mit eingeschaltetem BFO ergibt dagegen erhebliche Fehler.

Neben der Bestimmung der Rauschzahl des Konverters oder Empfängers wird der Rauschgenerator hauptsächlich für den Abgleich der Eingangsstufe eingesetzt. Sie ist so abzustimmen, daß die Rauschzahl möglichst klein wird. Es bereitet bei Verwendung des Rauschgenerators keine Schwierigkeiten mehr, am Empfängereingang beispielsweise den richtigen Abgriff an der Gitterspule zu finden oder die Neutralisation bei Katodenbasis-Eingangsstufen vorzunehmen. Dabei muß aber auch darauf geachtet werden, daß die Antenne ordnungsgemäß an den Empfängereingang angepaßt ist, und zwar mit der gleichen Impedanz, die der für die Messung verwendete Rauschgenerator hat. Eine Fehlanpassung macht sich neben erhöhtem Rauschen bei einer Eingangsstufe in Katodenbasis-Schaltung oft durch wilde Schwingungen bemerkbar, weil dann auch die Neutralisation nicht mehr stimmt.

Schrifttum

[1] Koch, E.: Quecksilber-Thermo-Relais in Miniaturausführung. Das DL-QTC Bd. 35 (1964) Nr. 4, S. 215–216

[2] ● Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, VII. Band. Abschn. Rauschgeneratoren und ihre Anwendung in der HF- und NF-Technik. Berlin 1964, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik

[3] ● Telefunken Laboratorbuch, II. Band, S. 67 bis 82. München 1960, Franzis

WERNER W. DIEFENBACH

Für den KW-Amateur

Amateur-SSB-Sender »SB-400 E«

Der *Heathkit*-SSB-Sender „SB-400 E" ist ein modernes Gerät, das in Technik, Form und Ausstattung zum SSB-Empfänger „SB-300 E"[1]) paßt. Beide Geräte bilden zusammen eine komplette Station für Crossband- oder Transceiver-Betrieb.

Schaltungseinzelheiten

Bild 1 zeigt das Blockbild des SSB-Senders „SB-400". Für eine angenommene Sendefrequenz von 3,895 MHz soll gezeigt werden, wie das SSB-Signal entsteht.

1) Diefenbach, W. W.: Amateur-Spitzensuper „SB-300 E". Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 7, S. 262, 264, 266

Technische Daten

Frequenzbereiche:
3,5... 4,0 MHz, 7,0...7,5 MHz,
14,0...14,5 MHz, 21,0...21,5 MHz,
28,0...28,5 MHz, 28,5...29,0 MHz,
29,0...29,5 MHz, 29,5...30,0 MHz

Frequenzstabilität:
besser als 100 Hz je Stunde nach 20 Minuten Einlaufzeit

Betriebsarten: SSB (USB, LSB) und CW

Input: bei SSB 180 W PEP,
bei CW 170 W

HF-Output:
100 W bei 80...15 m an 50 Ohm,
80 W bei 10 m an 50 Ohm

Ausgangsimpedanz: 50...75 Ohm

Skalenablesegenauigkeit: besser als 200 Hz

Treffsicherheit:
besser als 400 Hz nach Eichung

Trägerunterdrückung: 55 dB

Unterdrückung des unerwünschten Seitenbandes: 55 dB

NF-Frequenzgang: 350...2450 Hz ± 3 dB

Netzanschluß: 220 V, 50 Hz

Abmessungen: 380 mm × 170 mm × 360 mm

Gewicht: 14 kg

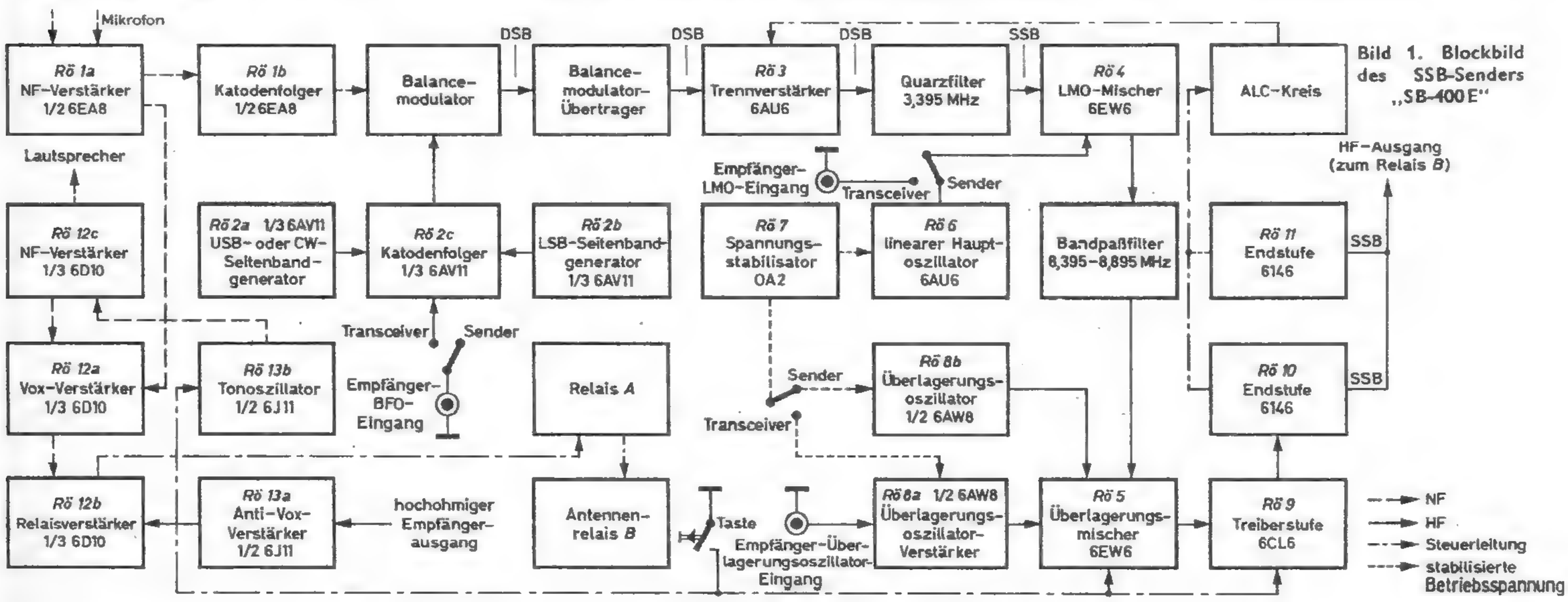


Bild 1. Blockbild des SSB-Senders „SB-400 E"

Die Tonfrequenz vom Mikrofon wird in der Röhre *Rö 1a* verstärkt und über einen Katodenfolger *Rö 1b* dem mit Halbleiterdioden bestückten Balancemodulator zugeführt. Hier entsteht durch Mischen des NF-Signals mit dem HF-Trägersignal von etwa 3,395 MHz das Doppelseitenband-Signal. Ein Quarzfilter, das über den Trennverstärker *Rö 3* an den Balancemodulator-Übertrager angekoppelt ist, unterdrückt anschließend das unerwünschte Seitenband, so daß ein SSB-Signal zur Verfügung steht.

In der Röhre *Rö 4* mischt man dann die 3,395-MHz-Frequenz des SSB-Signals mit der vom linearen Hauptoszillator (LMO) *Rö 6* erzeugten Frequenz 5,105 MHz, wobei die Zwischenfrequenz 8,5 MHz entsteht. Über ein Bandpaßfilter ist eine zweite Mischstufe *Rö 5* angekoppelt, in der die endgültige Sendefrequenz durch Mischung mit einem Quarzoszillator-Signal – in diesem Beispiel 12,395 MHz – gewonnen wird. Es folgen die Treiberstufe *Rö 9* und die Endstufe mit den Röhren *Rö 10* und *Rö 11* in Parallelschaltung. Das Frequenzschema der anderen Amateurbänder geht aus Tab. I hervor.

Im folgenden werden die interessantesten Stufen des SSB-Senders zusammen mit Detail-Schaltbildern ausführlicher behandelt.

Tab. I. Frequenzschema des SSB-Senders „SB-400 E"

Band [MHz]	Quarzoszillator [MHz]	Sendefrequenz [MHz]	Filterfrequenz [MHz]	Trägergenerator [MHz]	LMO-Frequenz [MHz]
3,5... 4,0	12,395	3,895	8,500	3,395	5,105
7,0... 7,5	15,895	7,200	8,695	3,395	5,300
14,0...14,5	22,895	14,200	8,695	3,395	5,300
21,0...21,5	29,895	21,300	8,595	3,395	5,200
28,0...28,5	36,895	28,100	8,795	3,395	5,400
28,5...29,0	37,395	28,700	8,695	3,395	5,300
29,0...29,5	37,895	29,200	8,695	3,395	5,300
29,5...30,0	38,395	29,600	8,795	3,395	5,400

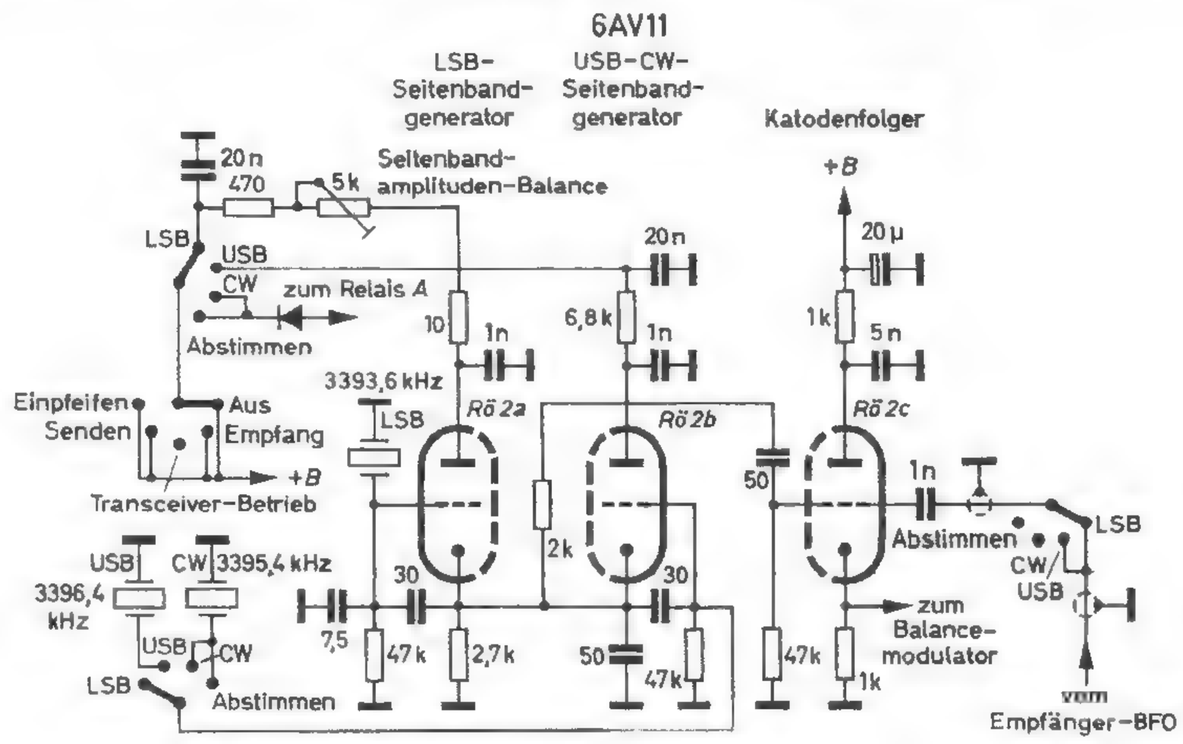


Bild 2. Schaltung der Trägergeneratoren mit Katodenfolger

Trägergeneratoren und HF-Katodenfolger

Bild 2 zeigt die Schaltung der Trägergeneratoren für das untere und das obere Seitenband sowie für Telegrafie mit der Dreifachtriode 6AV11. Die Triodensysteme *Rö 2a* und *Rö 2b* arbeiten in Colpitts-Schaltung. Um das gewünschte Seitenband einschalten zu können, wird die Anodenspannung jeweils an das betreffende System geschaltet. Die Ausgangsspannung des Generators ist kapazitiv an das Steuergitter der Katodenfolgerstufe *Rö 2c* gekoppelt. Mit dem 5-kOhm-Regler in der Spannungszuführung zur Anode *Rö 2a* kann man durch Verändern der Anodenspannung dieser Röhre die Ausgangsamplituden beider Generatoren auf gleiche Höhe bringen.

Für Transceiver-Betrieb bei Telegrafie muß der Empfänger um 1 kHz höher abgestimmt sein als das empfangene CW-Signal. Nur dann ist die empfangene Station mit einem 1-kHz-Ton zu hören. Da aber Empfänger und Sender bei SSB-Transceiver-Betrieb auf der gleichen Frequenz arbeiten müssen, wäre kein Telegrafiesignal hörbar. Durch die um 1 kHz niedrigere Frequenz des CW-Trägerquarzes wird aber die um 1 kHz höher eingestellte Empfangsfrequenz des Empfängers wieder ausgeglichen. Die Sende- und Empfangsfrequenzen sind nun wieder gleich, das Telegrafiesignal hat jedoch eine Tonhöhe von 1 kHz.

Bei Transceiver-Betrieb in der Sendeart USB oder LSB wird der Trägergenerator des Senders ausgeschaltet. An seine Stelle tritt der BFO des Empfängers. Das Empfänger-BFO-Signal gelangt kapazitiv zum Steuergitter des Katodenfolgers, der die niedrige Impedanz des Balancemodulators an die hohe Impedanz der Generatoren anpaßt.

Balancemodulator

Das NF- und das Trägergenerator-Signal gelangen zum Balancemodulator über je einen Katodenfolger (Bild 3). Durch Mischen dieser beiden Signale entsteht die Differenz beziehungsweise die Summe der beiden Eingangssignale, und der Träger wird unterdrückt. Am Ausgang steht daher ein Doppelseitenband-Signal zur Verfügung.

Mit dem 200-Ohm-Regler *R 1* und dem Trimmer *C 1* (0 ... 19 pF) kann der mit Halbleiterdioden bestückte Balancemodulator auf Symmetrie abgeglichen und die maximale Trägerunterdrückung eingestellt werden. In Stellung „CW" des Schalters *S 1* gelangt eine mit dem CW-Pegel-Regler *P 1* einstellbare Gleichspannung an einen Zweig des Modulators. Der dadurch aus dem Gleichgewicht gebrachte Balancemodulator erzeugt dann einen CW-Träger (3395,4 kHz), wenn der Sender getastet wird. Die Auskopplung des DSB- beziehungsweise CW-Signals zum sich anschließenden Trennverstärker erfolgt induktiv über den auf 3395 kHz abgestimmten Balancemodulator-Übertrager.

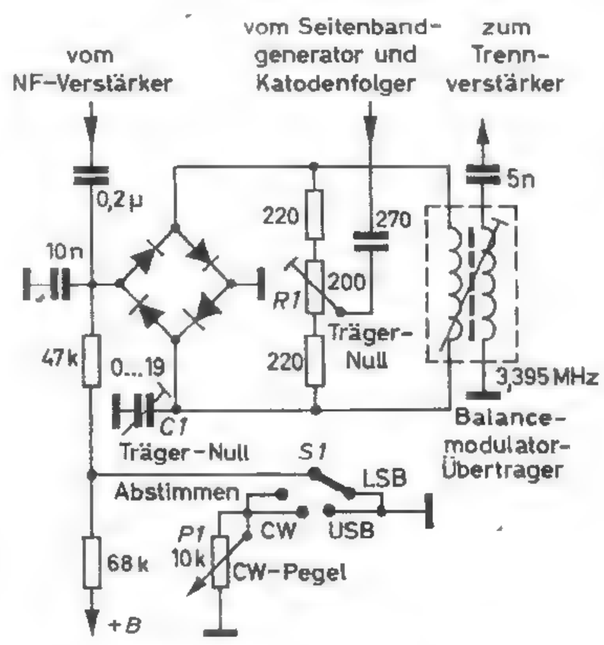


Bild 3. Schaltung des mit Halbleiterdioden bestückten Balancemodulators des Senders

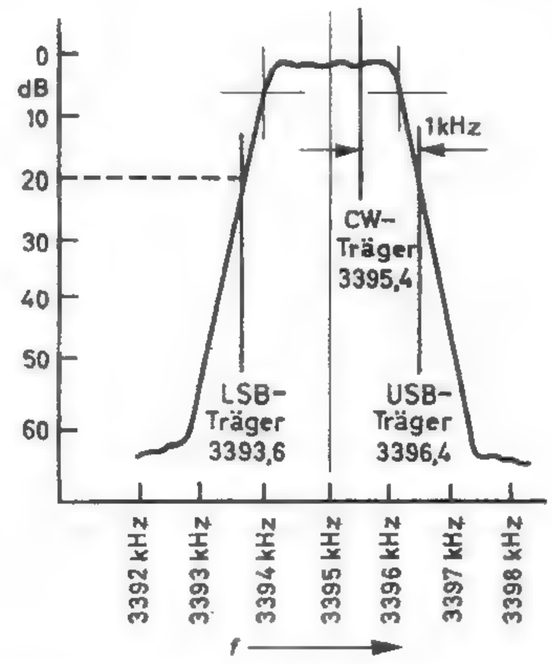


Bild 4. Durchlaßkurve des Quarzfilters

Quarzfilter

Das Quarzfilter ist ein symmetrischer Typ in Lattice-Schaltung. Es hat 2,1 kHz Bandbreite bei 6 dB und läßt das obere Seitenband bei 3396,4 kHz, das untere Seitenband bei 3393,6 kHz und die Trägerfrequenz bei 3395,4 kHz durch (Bild 4). Die Trägerfrequenz wird beim Abstimmen und für Telegrafie-Betrieb benötigt. Das Quarzfilter ist zwischen dem Trennverstärker *Rö 3* und dem LMO-Mischer *Rö 4* (s. Bild 1) angeordnet und mit diesen Stufen kapazitiv gekoppelt. Die Quarzfilter-Mittenfrequenz ist 3395 kHz.

Endstufe

Die beiden Endröhren *Rö 10* und *Rö 11* arbeiten in Parallelschaltung als AB-1-Linearverstärker (Bild 5). Die Steuergitter erhalten eine feste Gittervorspannung von etwa —50 V. Der Anodenruhestrom ist ohne Eingangssignal 50 mA. Bei Empfang liegen die Schirmgitter über den Kontakt *a* des Relais *A* an Masse, so daß die Endstufe dann gesperrt ist. Die Ansteuerung der Linear-Endstufe erfolgt kapazitiv über den Kondensator *C 1*. Der Output der Endstufenröhren wird über den 5-nF-Kondensator *C 2* ausgekoppelt und einem Pi-Filter mit 50 Ohm Ausgangsimpedanz zugeführt.

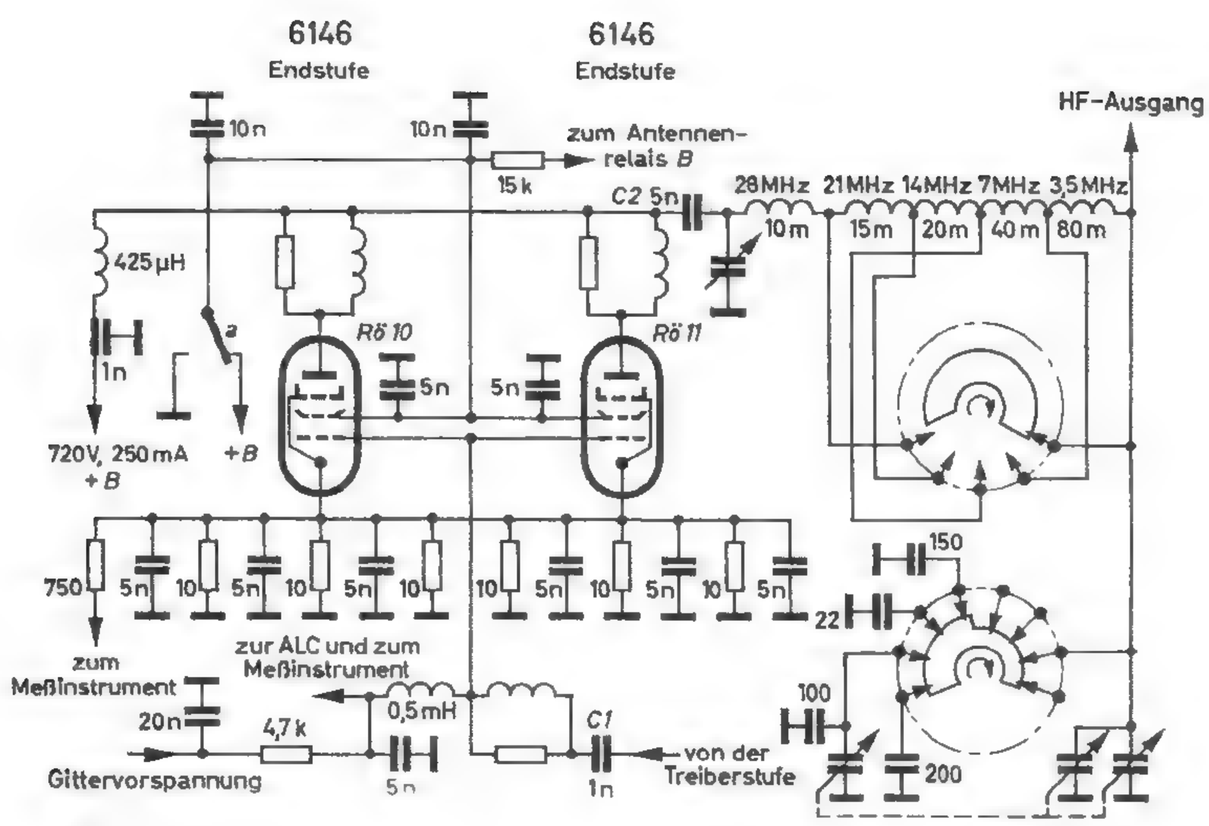


Bild 5. Schaltbild der Linear-Endstufe mit Pi-Filter ◀

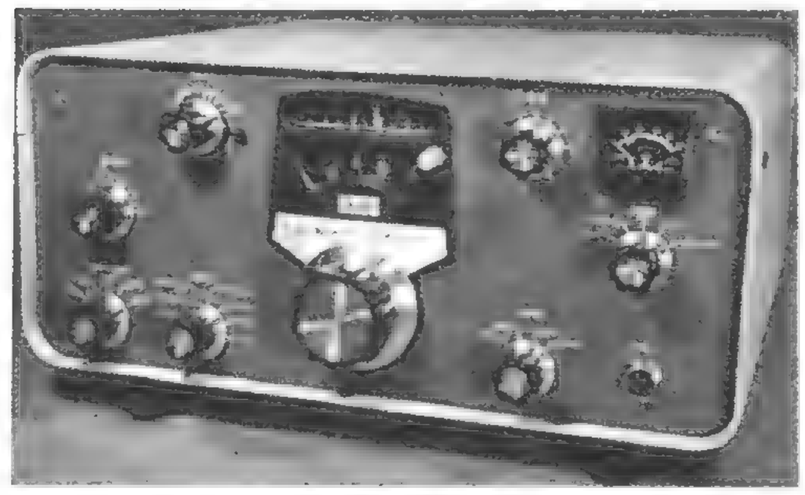


Bild 6. Gesamtansicht des Amateursenders „SB-400 E" ▶

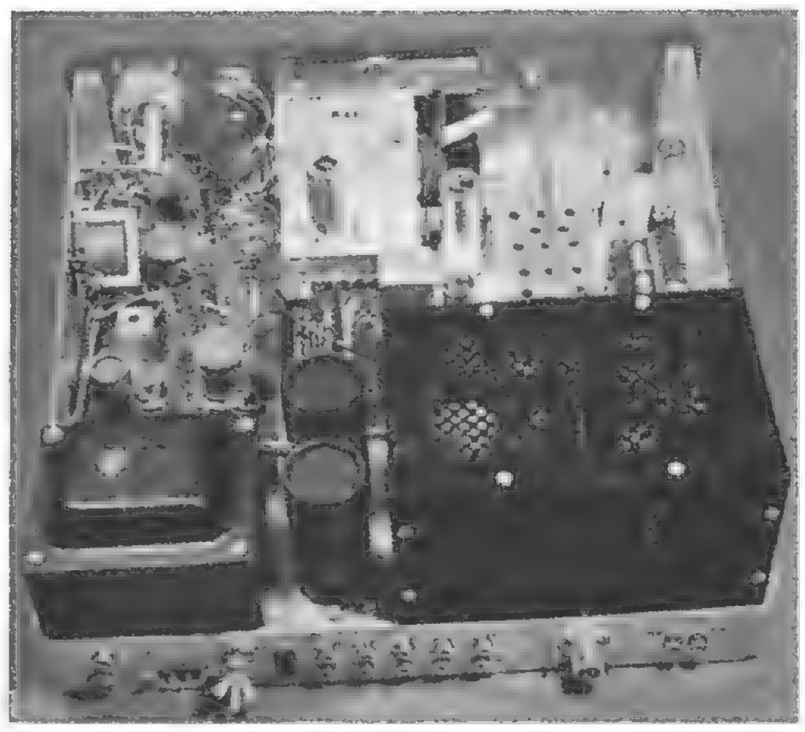


Bild 7. Blick auf das Chassis ▶

Weitere Stufen

Verschiedene Stufen des SSB-Senders „SB-400 E" sind schaltungsmäßig ähnlich wie die entsprechenden Stufen des SSB-Empfängers „SB-300 E" aufgebaut, der in der FUNK-TECHNIK bereits ausführlich beschrieben wurde[1]). Daher kann auf die Erläuterung des linearen Hauptoszillators (LMO), der Mischstufen usw. verzichtet werden.

Transceiver-Betrieb

Wie bereits erwähnt, kann der SSB-Sender „SB-400 E" zusammen mit dem SSB-Empfänger „SB-300 E" in Transceiver-Betrieb arbeiten. Die Sende- und Empfangsfrequenz wird in diesem Falle von der Einstellung des Empfängers bestimmt. Das Blockbild (Bild 1) zeigt die Eingangsbuchsen für die vom Empfänger stammenden Signale und die Umschaltungen im Gerät.

Bei Transceiver-Betrieb wird die Sendefrequenz nicht von dem im Sender eingebauten, sondern vom Empfänger-LMO bestimmt. Man unterbricht daher die Verbindung LMO (*Rö 6*) und LMO-Mischer (*Rö 4*) und führt das Empfänger-LMO-Signal über ein Koaxialkabel direkt dem LMO-Mischer *Rö 4* zu. Da nun Sende- und Empfangsfrequenz von einem Oszillator gesteuert werden, stimmen beide Frequenzen überein. Das gleiche gilt auch für den Überlagerungsoszillator (Quarzoszillator). Im Sender wird der Überlagerungsoszillator *Rö 8b* spannungsmäßig abgeschaltet und das entsprechende Signal vom Empfänger über den Überlagerungsoszillator-Verstärker *Rö 8a* dem Überlagerungsmischer *Rö 5* zugeführt. Die Einkopplung des Empfänger-BFO-Signals stellt die dritte Verbindung zwischen Empfänger und Sender dar. Um Frequenzverschiebungen zwischen beiden Geräten zu vermeiden, sollte als Verbindungsleitung „RG-62/U"-Koaxialkabel verwendet werden.

Mechanischer Aufbau

Bild 6 zeigt die Gesamtansicht des SSB-Senders „SB-400 E". Seine Abmessungen (380 mm × 170 mm × 360 mm) entsprechen denen des SSB-Empfängers „SB-300 E". Die Frontplatte ist ähnlich der des Empfängers gestaltet. Auch beim Sender fällt in der Mitte der besonders große Abstimmknopf mit der darüberliegenden Grob- und Feinskala auf. Links davon sind die Bedienungselemente für Treiberstufe und Pi-Filter angeordnet, und rechts erkennt man den Regler für den Mikrofon- und CW-Pegel sowie das Meßinstrument für Gitter- und Anodenstrom der Endstufe, Anodenspannung, ALC-Kontrolle und Relativ-Output. In der unteren Reihe liegt links der Funktionsschalter für die Bandwahl und an der rechten Seite der Umschalter für die Seitenbänder, CW und Abstimmen.

Die Anordnung der Baugruppen auf dem Chassis geht aus Bild 7 hervor. Die Endstufe ist zusammen mit dem Pi-Filter ganzseitig gekapselt. Weitere Einzelheiten zeigt Bild 8. Man sieht in der Mitte den LMO-Baustein und davor das Quarzfilter. Rechts vom LMO ist der Überlagerungsoszillator angeordnet.

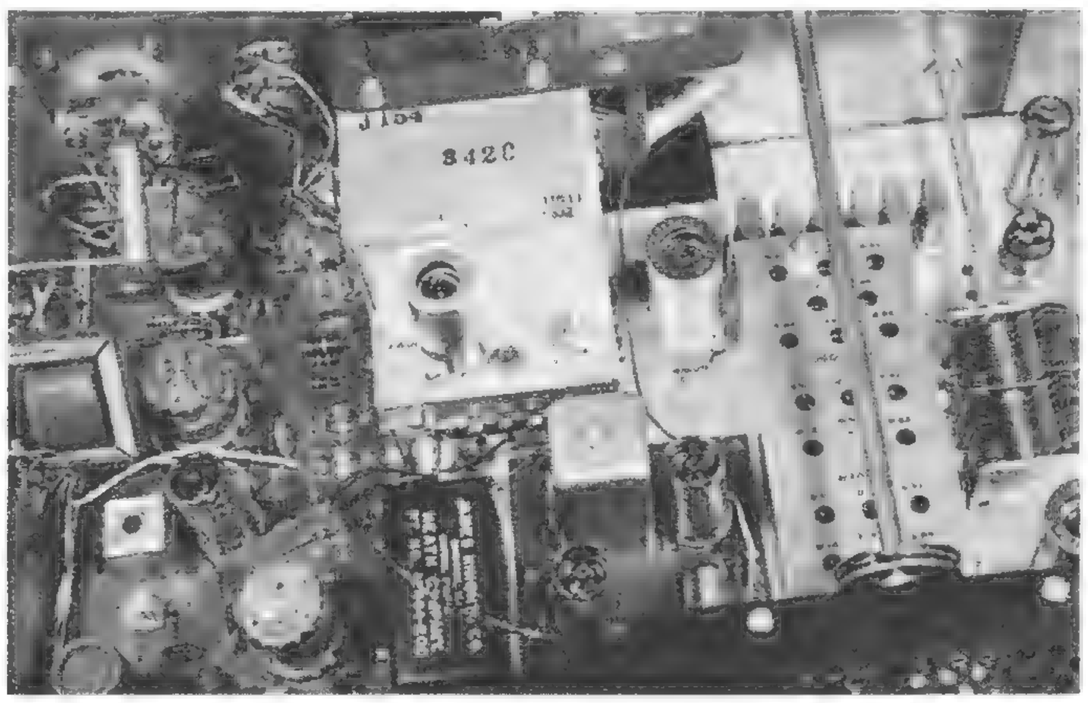


Bild 8. Teilansicht des Chassis mit LMO-Baustein, Quarzfilter und Überlagerungsoszillator

Beurteilung

Der SSB-Sender „SB-400 E" arbeitete zusammen mit dem SSB-Empfänger „SB-300 E" mehrere Wochen in Crossband- und Transceiver-Betrieb auf allen Kurzwellenbändern. Die Ausgangsleistung von etwa 100 W bei SSB- und CW-Betrieb erwies sich bei Verwendung guter Antennen als völlig ausreichend. Die Anlage wurde auf den DX-Bändern mit einem Dreielement-Beam und auf 80 und 40 m mit einer W 3 DZZ-Antenne betrieben. Selbst in Australien waren noch gute Lautstärken möglich. Modulationsqualität und Frequenzstabilität wurden von den Gegenstationen als erstklassig bezeichnet. Ebenso arbeitet die Voice-Control einwandfrei nach einmaligem Justieren von Verzögerung, Anti-Vox und Vox-Empfindlichkeit. Schaltstörungen konnten von QSO-Partnern nicht festgestellt werden.

Die Bedienung des Senders ist unkompliziert, da das Pi-Filter breitbandig ausgelegt ist und sich der abgestimmte Sender durch die Voice-Control umschalten läßt. Es kann aber auch mit Push-to-Talk-(PTT-)Umschaltung gearbeitet werden. Besonders einfach ist die Bedienung bei Transceiver-Betrieb mit dem Empfänger „SB-300 E". Die Frequenzeinstellung für beide Geräte erfolgt dann vom Empfänger aus. Das manchmal zeitraubende Einpfeifen und die Gefahr, nicht ganz genau auf Schwebungsnull abgestimmt zu haben, entfallen völlig. Immer mehr setzt sich auch bei DX-Verkehr Gleichwellenbetrieb durch, wie QSO's mit allen Kontinenten zeigten. Durch schaltungstechnische Maßnahmen und günstigen Aufbau ist der Sender TVI-sicher. Selbst im selben Haus aufgestellte Fernsehempfänger zeigten keine Störungen.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß es sich bei dem SSB-Sender „SB-400 E" um ein modernes, leistungsfähiges und durch leichte Umstellung auf Transceiver-Betrieb vielseitiges Gerät handelt. Neben anderen technischen Vorzügen sind die hochwertige Ausstattung, moderne Außengestaltung und das kleine Volumen bemerkenswert.

Elektronischer Blumenwächter

Da das Gedeihen von Zimmerpflanzen in engem Zusammenhang mit der Vergeßlichkeit ihres Pflegers steht, wurde ein einfaches Gerät entwickelt, das zu große Trockenheit der Topferde einer Bezugspflanze durch Klopf-, Summ-, Klingel- oder Lichtsignale anzeigt. Ein eingebauter Photowiderstand verhindert nächtliche Ruhestörungen und unnützen Stromverbrauch. Mit einer 4,5-V-Batterie ergibt sich dann eine Betriebszeit von etwa sechs Monaten.

Die Schaltung im Bild 1 zeigt einen Komplementärmultivibrator, bei dem beide Transistoren gleichzeitig entweder leitend

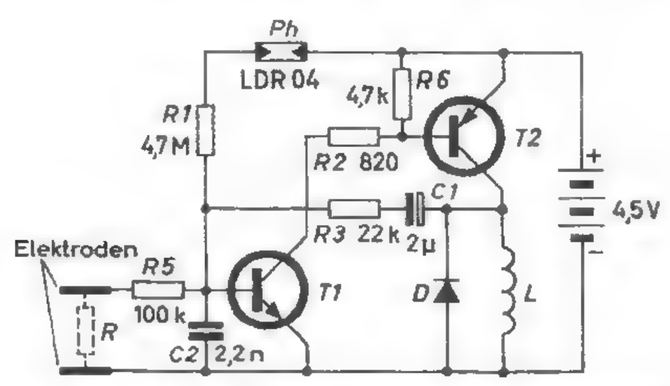


Bild 1. Der Komplementärmultivibrator des Blumenwächters hat wegen seines kleinen Tastverhältnisses einen sehr geringen Stromverbrauch

oder gesperrt sind. Außer von *C 1* hängt die Sperrzeit hauptsächlich von *R 1* ab. Da für *T 1* ein Siliziumtransistor verwendet wird, kann *R 1* mehrere Megohm betragen; die Sperrzeit der Schaltung ist dann 10 ... 15 s. Die Impulsdauer läßt sich mit dem Widerstand *R 3* beeinflussen und beträgt bei dem angegebenen Wert weniger als 1 s.

Im Lastkreis von *T 2* liegt eine Spule *L*, die einen Ferritstab anhebt und auf eine geeignete Unterlage fallen läßt, so daß Klopfzeichen entstehen. Obwohl der Spitzenstrom in der Spule bei etwa 100 mA liegt, ist der mittlere Stromverbrauch wegen des kleinen Tastverhältnisses nur 2 ... 3 mA. Die Klopfzeichen werden unterbrochen, wenn der zu überwachende Widerstand *R* unter etwa 100 kOhm sinkt. Der Basisstrom von *T 1* reicht dann nicht mehr aus, um die Schwingungen aufrechtzuerhalten. Der Widerstand *R* tritt zwischen zwei in den Blumentopf gesteckten Elektroden auf. Sein Wert hängt von der Feuchtigkeit der Erde im Blumentopf ab. Das Filterglied *R 5*, *C 2* im Basiskreis von *T 1* verhindert unerwünschtes Anstoßen des Multivibrators durch in den Zuleitungen induzierte Störspannungen. Der Photowiderstand *Ph* hat einen Strom von nur etwa 1 µA zu steuern und sichert damit den Betrieb auch bei schwacher Zimmerbeleuchtung. Sollte Straßenbeleuchtung störend wirken, so ist der größte Teil der Oberfläche des Photowiderstandes mit schwarzem Klebeband abzudecken. *R 2* begrenzt den Collectorstrom von *T 1* auf etwa 5 mA. Durch *R 6* läßt sich der Collectorreststrom von *T 2* und damit der Ruhestrom des Gerätes auf weniger als 10 µA verringern. Die Diode *D* schützt *T 2* vor Überspannungen und verlängert die Haltezeit des Klopfers. Das ermöglicht eine Verringerung der Impulszeit und somit eine weitere Stromersparnis.

Der Spulenkörper von *L* hat einen inneren Durchmesser von 4,3 mm und etwa 30 mm Länge. Er wird mit 2000 Wdg. 0,15-mm-Cul-Draht bewickelt; der Spulenwiderstand ist dann rund 500 Ohm. Die Spule muß senkrecht angeordnet werden. Im oberen Teil enthält sie einen Ferritkern („Ferroxcube 3 B", 4,1 mm ⌀) von 7 mm Länge, der so befestigt wird, daß der darunter angeordnete bewegliche Kern (25 mm lang) einen Spielraum von 3 ... 4 mm gegenüber dem Gehäuseboden hat. An Stelle des Klopfers kann man auch einen Summer, eine Glocke oder ein Signallämpchen mit entsprechendem Widerstand verwenden.

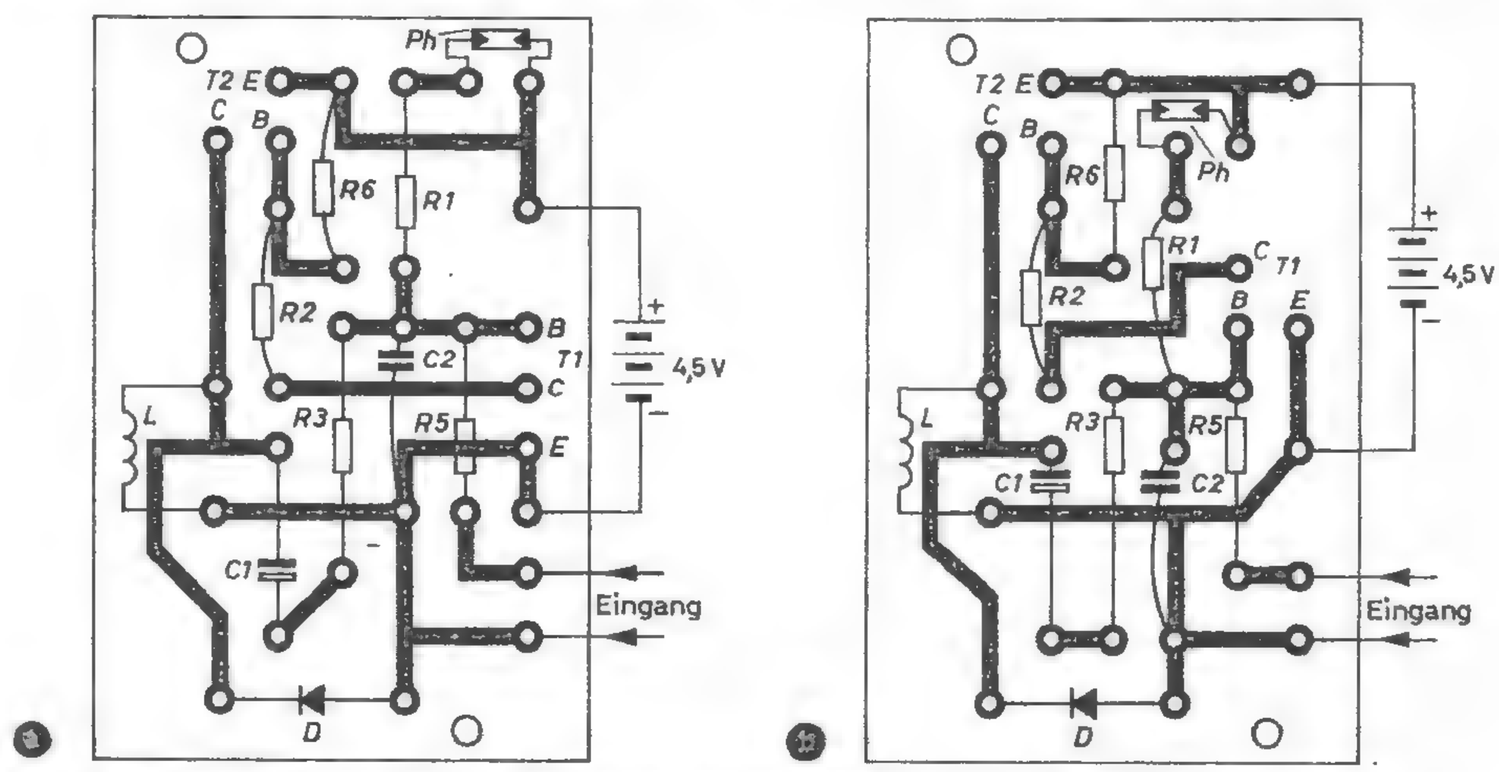


Bild 2. Gedruckte Schaltungen für verschiedene Anschlußanordnungen des Transistors *T 1* (Maßstab 1:1)

Sollte dieser Lastwiderstand kleiner sein, so sind alle Widerstände der Schaltung im gleichen Verhältnis zu verringern. Außerdem muß *C 1* entsprechend vergrößert werden, und *T 2* muß den dann benötigten Collectorstrom liefern können.

Die gedruckte Schaltung nach Bild 2a ist für einen Transistor *T 1* vom Typ *General Electric* 2N2926 (rot, orange oder gelb) ausgelegt. Bei der Vorlage nach Bild 2b können BC 107, 2N334, 2N335, 2N903, 2N905 oder ähnliche Silizium-Kleinleistungstransistoren für *T 1* verwendet werden. Für *T 2* eignet sich jeder *pnp*-Transistor, der bei $-I_C = 100$ mA eine Stromverstärkung von mindestens 30 hat. Bei Germaniumtransistoren haben HF-Legierungstypen (ASY 26, 2N1305) meistens einen geringeren Reststrom. Wird ein Siliziumtransistor für *T 2* verwendet, so kann *R 6* entfallen; der Ruhestromverbrauch sinkt dann auf etwa 1 µA.

Die Ober- und Unterseiten des Gehäuses bestehen aus Plexiglas, die Seitenwände aus einem Zelluloidstreifen, der an einem elektrisch beheizten Draht abgewinkelt wurde (Bild 3). In das Plexiglas gesägte Nuten nehmen die Trennwand zwischen Batterie und gedruckter Schaltung sowie die abnehmbare Vorderseite des Gehäuses auf. An dieser sind die Kontaktschrauben für die Batterie zum Nachmessen der Betriebsspannung zugänglich.

Für die Elektroden ist verzinnter Kupferdraht nicht geeignet. Er zeigt nach einiger Zeit Oxydationserscheinungen, die das Gerät zu früh ansprechen lassen. Mit rostfreiem Stahl und Nickel-Chrom-Legierungen (Widerstandsdrähten) wurden bessere Erfahrungen gemacht. Da das Gerät nur auf fast vollständige Trockenheit anspricht, ist es zweckmäßig, eine der beiden Elektroden am Ende auf etwa 2 cm mit Isolierlack zu überziehen und sie so weit in die Erde zu stecken, daß der blanke Teil nur mit der obersten Erdschicht Kontakt hat.

Sind mehrere Pflanzen zu überwachen, so wird man nicht jeder einen Wächter geben, sondern eine als Bezugspflanze wählen. Sie soll nicht zu feuchten Boden beanspruchen und wird immer nur so wenig gegossen,

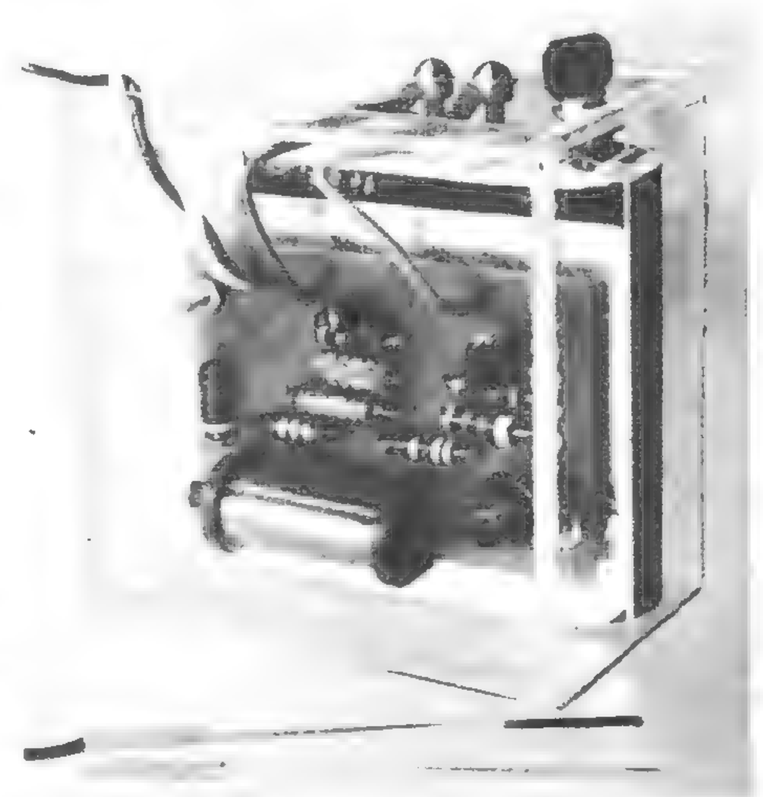


Bild 3. Im Plexiglasgehäuse eingebauter Blumenwächter

daß der Blumenwächter auch für die anderen noch rechtzeitig anspricht. Ein Bezugstopf ohne Pflanzen läßt sich natürlich auch verwenden. Ein weiterer Wächter mit blanken Elektroden kann einer Pflanze zugeordnet werden; der zu häufiges Gießen schadet.

Als Geschenk ist der Blumenwächter eine originelle und sehr persönliche Gabe, da es solche Geräte nicht im Handel gibt und sie daher selbstgebaut werden müssen.

H. Schreiber

neu heißt bei Philips: noch besser

Wir haben neue Electrophone – Sie bekommen neue Kunden.

Philips führt. Die neuen Electrophone beweisen es wieder: gleich vier neue, ausgewogene, repräsentative Geräte. Zusätzlich zu dem laufenden (und sehr gut gehenden) Angebot.

Hier drei von den neuen, noch besseren Geräten:

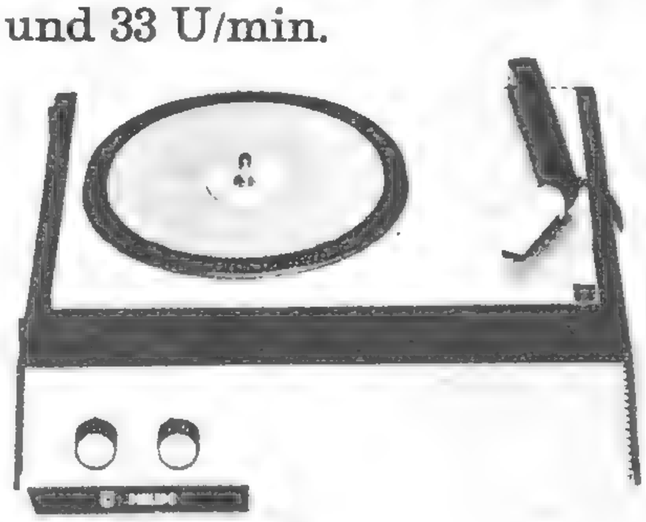
- alle von vorzüglicher Wiedergabequalität – eben: Philips
- alle mit Transistoren. Daher handlich, leicht, sofort spielbereit und – lange Lebensdauer
- alle – außer SK 54 – mit Diamantnadel. Das schont die Platten und erhält die Wiedergabe-Qualität
- alle mit Stereo-Mehrzweckbuchse. Das ermöglicht zum Beispiel den Anschluß eines Rundfunkgerätes zur stereophonen Wiedergabe oder eines Tonbandgerätes
- alle von sehr ansprechendem Äußeren – genau so, wie Ihre Kunden es heute wünschen.

Electrophon SK 74

Ein Electrophon für Netzanschluß mit leistungsstarkem Transistor-Verstärker und großem, getrennt aufstellbarem Lautsprecher. Spielt Schallplatten aller Größen und Geschwindigkeiten – mono und stereo.

Compact-Electrophon SK 54

Ein Electrophon für Netzanschluß in Compact-Bauweise. Das bedeutet: Plattenspieler, leistungsstarker Transistor-Verstärker und Lautsprecher bilden eine Einheit. Spielt Schallplatten – mono und stereo – mit 45 und 33 U/min.



Stereo-Electrophon SK 95

Ein leistungsfähiges und dabei besonders preiswertes Stereo-Electrophon. Ausgerüstet mit einem kraftvollen Transistor-Stereo-Verstärker und klangvollen Stereo-Lautsprechern. Spielt Schallplatten aller Größen und Geschwindigkeiten – mono und stereo.

Lieferbar ab Oktober 1965

Zuverlässige Geräte – zuverlässiger Gewinn. Philips führt. Darum führen Sie Philips.

PHO 4587

....nimm doch PHILIPS

SCHALLPLATTEN für den Hi-Fi-Freund

Chopin, Klaviersonate Nr. 3 h-moll op. 58; Bolero C-dur op. 19; Mazurka Nr. 13 a-moll op. 17 Nr. 4; Walzer Nr. 14 e-moll op. posth.; Andante spianato und Große Polonaise Es-dur op. 22

Julian von Karolyi, Piano

Mit einer interessanten Chopin-Platte stellt die Deutsche Grammophon Julian von Karolyi vor, der von vielen heute schon als der bedeutendste Chopin-Interpret unserer Zeit bezeichnet wird. Die Programmauswahl dieser Platte ist deshalb interessant, weil sie Werke aus wesentlichen Schaffensperioden Chopins enthält. Die 1845 erschienene, aber etwas früher entstandene h-moll-Sonate ähnelt in mancher Hinsicht der dunklen b-moll-Sonate op. 35, ist aber im Ausdruck noch reicher und trägt deutliche Züge heller Kantilenen. Der Walzer in e-moll, den Chopin als Neunzehnjähriger komponierte, verrät deutlich seine polnische Heimat, unter deren Einfluß der spanische Bolero den Charakter einer etwas verspielten Polonaise erhält. Der brillanten Großen Polonaise Es-dur hat der zwanzigjährige Chopin ein melodievolles Andante spianato voll lyrischer Stimmung vorangestellt.

In Karolyis Wiedergabe vereinigen sich die brillante Technik und die weite Skala seiner Ausdrucksmöglichkeiten mit den feinsten Schattierungen der Chopinschen Klangwelt zu einer harmonischen Einheit. Alles das wird auf dieser Platte lebendig, die dank der sauberen Aufnahmetechnik und Pressung einen überdurchschnittlichen Eindruck hinterläßt. Es spricht für die technische Ausgeglichenheit dieser Aufnahme, daß sie wiedergabeseitig keiner Klangkorrekturen bedarf, um einen Klavierklang wiederzugeben, in dem auch die Feinheiten des Anschlags in makelloser Reinheit zu erkennen sind. Es ist eine Platte, die Erinnerungen an die besten Konzerte Karolyis lebendig werden läßt.

Deutsche Grammophon
136 472 SLPEM (Stereo)

Bruckner, Sinfonie Nr. 4 Es-dur („Romantische")

Philharmonia Orchester London unter Otto Klemperer

Die Es-dur-Sinfonie ist die einzige Sinfonie, der Bruckner einen Beinamen mitgegeben hat. Die Bezeichnung „Romantische" trägt aber kaum zur Klärung ihres Inhalts bei, denn Bruckners Klangvisionen haben mit der üblichen Vorstellung von Romantik in der Musik kaum etwas gemeinsam. Man sollte deshalb in dieser Sinfonie keine Programmusik suchen, wenngleich beispielsweise das Scherzo mit seinen Jagdhorn-Fanfaren und dem Trio im ländlerartigen Stil sehr stark an eine Jagdgesellschaft erinnert. Während die ersten Sätze der vierten Sinfonie streng den Regeln der klassischen Form folgen, ist der 4. Satz nur schwer zu deuten, so reich an Themen, Motiven und Durchführungen ist er. Vielleicht sollte man dieses Werk tatsächlich nur als Ganzes auf sich wirken lassen. Dann empfindet man, was Bruckner, dessen Vorfahren Bauern, Handwerker und Lehrer waren, in diesem Werk musikalisch ausdrücken wollte.

Als Dirigent gibt Otto Klemperer, dessen die musikalische Welt am 14. Mai 1965 anläßlich seines achtzigsten Geburtstages gedachte, dem Werk eine abgeklärte Deutung. Das Philharmonia Orchester, eines der führenden europäischen Orchester, ist sein Werkzeug dazu. Mit besonderer Liebe hat Klemperer insbesondere die stark dominierenden Holz- und Blechbläser herausgearbeitet, denen gegenüber der Klang der Streicher oftmals in den Hintergrund treten muß, wie beispielsweise in dem trauermarschartigen 2. Satz. Aufnahmetechnisch ganz hervorragend ist das Scherzo am Anfang der B-Seite gelungen. Es kann geradezu als Vorführbeispiel für eine gute Stereo-Aufnahme aus dem Bereich der sinfonischen Musik gelten. Wer als Hi-Fi-Freund das letzte Prozent an strahlendem Klang sucht, wird möglicherweise an einigen wenigen Stellen nicht die ihm vorschwebende technische Perfektion finden. Alles in allem gesehen ist es aber eine technisch gute Platte, die insbesondere wegen Klemperers Interpretation ihren festen Platz im Schallplattenschrank des Musikfreundes finden wird.

Columbia SMC 91 356 (Stereo)

Rokoko-Jazz · In Town

Eugen Cicero, piano; Peter Witte, bass; Charly Antolini, drums

Auf zwei LP stellt Saba den 1940 geborenen rumänischen Pianisten Eugen Ciceu genannt Cicero vor. Mit 10 Jahren gab er bereits sein erstes Klavierkonzert im Bukarester Rundfunk, mit 18 gründete er sein erstes Jazz-Quintett und kam dann über mehrere europäische Länder nach Amerika. Die Spielfreude des Südländers, etwas Zigeunertum und etwas Jazz, das alles gemischt mit einigen Tropfen Barock und Romantik ergibt den Vollblutmusiker Cicero, dem zuzuhören Freude und Genuß zugleich bereitet. Bach in Jazz-Bearbeitungen und mit Swing gespielt ist uns heute nicht mehr fremd, aber Ciceros swingende Bach-Versionen haben ihren eigenen Stil. Werke von C. Ph. E. Bach, Scarlatti, Couperin, Mozart und J. S. Bach hört man auf der Platte „Rokoko-Jazz". Einen ganz anderen Cicero lernt man auf der zweiten Platte kennen. Internationale Jazz- und Chanson-Themen sind hier das Material, das er aus Freude am Improvisieren verarbeitet. Diese Musik läßt ahnen, warum der Konzertmusiker Cicero zum Jazz kam. Auf beiden Platten spielt er zusammen mit Peter Witte, Baß, und dem Schweizer Schlagzeuger Charly Antolini, die beide dem Orchester Erwin Lehn angehören.

Das brillante und manchmal rasante Klavierspiel kommt dank der vorzüglichen Aufnahmetechnik bestens zur Wiedergabe. Die Höhen dieser praktisch rausch- und rumpelfreien Platten sind so sauber aufgezeichnet, daß die von vielen Jazz-Hörern bevorzugte starke Anhebung der Höhen ohne störende Beeinträchtigung der Wiedergabequalität möglich ist.

Saba
SB 15 027 ST (Stereo)
SB 15 046 ST (Stereo)

Belafonte Returns To Carnegie Hall

„Belafonte At Carnegie Hall" (s. FT Nr. 12/1961, S. 432) war eine Aufnahme, die sowohl wegen ihres musikalischen Inhalts als auch wegen ihrer Interpretation überall in der Welt berechtigtes Aufsehen erregte. Kürzlich kam jetzt die lang erwartete Aufnahme eines anderen Belafonte-Konzerts in Deutschland auf den Markt, das bereits am 2. Mai 1960 stattfand. Brachte Belafonte damals alte Worksongs, Spirituals und Lieder aus der Welt des Calypso, so hört man ihn jetzt mit einem ganz andersartigen Programm. Es sind durchweg neue Titel, die in Stereo bisher noch nicht veröffentlicht waren und von denen auch nur zwei von Mono-Fassungen her bekannt sind. Belafonte beginnt mit einem Rundgesang aus den Tagen der Sklaverei, dem das zarte und sehnsuchtsvolle Liebeslied „Suzanne" folgt. Eine kurze, aber nette Parodie ist „A Little Lyric Of Great Importance". Den Abschluß der ersten Gruppe seiner Lieder bildet „Chickens", ein leicht ironisierendes Volkslied. Dann stellt sich The Chad Mitchell Trio mit einem modernen Lied voll furioser Rhythmen aus Israel vor und mit dem bekannten Calypso-Lied „I Do Adore Her", das in Amerika eine Millionenauflage erreichte. Wie eine gute Kabarett-Nummer wirkt die Parodie „The Ballad Of Sigmund Freud". Als ‚First Lady of Folk Song' stellt Belafonte Odetta vor, und tatsächlich versteht sie es auch — sich selbst mit der Gitarre begleitend —, ihren Liedern eine höchst persönliche Note zu geben. Eine Besonderheit ist das mit Belafonte gesungene Duett „A Hole In The Bucket", die auch bei uns bekannte Melodie „Wenn der Topf aber ein Loch hat". Was die beiden aus dieser schlichten Melodie machen, das muß man gehört haben. Miriam Makeba, eine junge Sängerin aus Johannesburg, kam über London, wo Belafonte sie zum ersten Male hörte, nach Amerika und erntete dort stürmische Erfolge. Großartig sind der „Click Song" mit Lauten aus ihrer heimatlichen Xosa-Sprache und das mit Belafonte im Walzerrhythmus gesungene Duett „One More Dance", einer ihrer größten Erfolge in den führenden Nachtklubs Amerikas. Die Belafonte Folk Singers sind eine der besten Gesangsgruppen unserer Zeit. Sie singen „The Ox Drivers", ein Lied aus der Zeit der amerikanischen Pioniere, das zarte Liebeslied „The Red Rosy Bush" und den eindrucksvollen Gospel-Song „Didn't It Rain". Den Abschluß dieser beiden LP bilden vier von Belafonte gesungene Lieder, von denen das alte Marsch- und Trinklied der Soldaten „Old King Cole" und das mexikanische Tanzlied „La Bamba", das nach seinem lyrischen Anfang in die wilden Tanzrhythmen einer Fiesta übergeht, besonders bemerkenswert sind.

Technisch liegt diese Platte über dem Durchschnitt. Erwähnenswert sind die gute Sprachverständlichkeit ohne verzischte Konsonanten und die eingefangene Atmosphäre des großen Saales, in der aber die Intimität vieler Lieder wegen der guten Präsenz nicht verlorengeht. Diese Live-Aufnahme steht einer guten Studio-Aufnahme in nichts nach. Es ist eine gekonnt gemachte Hi-Fi-Platte.

RCA Victor
LSO-6007 (2) (Stereo)

Musik kennt keine Grenzen

Orchester Willy Berking

Gut ausgewählte U-Musik aus aller Herren Ländern, effektvoll arrangiert, blendend gespielt und technisch sauber in Stereo aufgenommen: das ist kurz gesagt der Inhalt dieser Platte. Willy Berking führt mit seinem Orchester musikalisch über Grenzen und Länder hinweg vom Volkslied bis zu Anklängen des Jazz. Die gute Mischung von zwei Dutzend beliebten Melodien ist abwechslungsreich und als Hintergrundmusik ebenso geeignet wie zum bewußten Zuhören. Breit — manchmal sogar sehr breit — angelegt ist das harmonisch ausgeglichene Klangbild dieser technisch sehr sauber aufgenommenen und gepreßten LP. Für die Anhänger guter Unterhaltungsmusik unter den Hi-Fi-Freunden eine empfehlenswerte Platte.

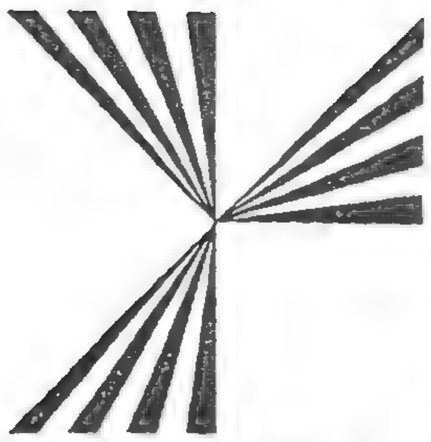
Saba
SB 15 017 ST (Stereo)

nach wie vor: TOURING der meistgekaufte Universal-Super

Warum? Der TOURING kennt keine Kompromisse. Er ist und bleibt unumstritten ein Empfänger der Spitzenklasse. Der Name TOURING bürgt für technische Perfektion.

Mit einer großzügigen, imposanten Werbung in Funk, Fernsehen, Tageszeitungen, Illustrierten und in der Motorsportpresse werden Millionen Verbraucher über den TOURING von SCHAUB-LORENZ wirkungsvoll informiert, 1965 noch viel intensiver als im vergangenen Jahr. Und nun endlich: Der TOURING hat als einziger Universalsuper einen festen Preis. Damit können Sie arbeiten. Ein mutiger und entschlossener Schritt aus dem Preisdilemma.

Darum wird der TOURING für Sie wieder zum außergewöhnlichen Umsatzträger. Man kennt ihn und fragt nach ihm. Disponieren Sie bald den neuen TOURING Automatik, damit auch Sie am vorteilhaften TOURING-Verkauf teilhaben.



SCHAUB-LORENZ

Für technischen Fortschritt, für Leistung und Erfahrung bürgt der SEL-Strahlenstern. Funk-Navigationsanlagen für den Luftverkehr tragen ihn ebenso, wie man ihn auf Fernsehsendern und in Fernsprechämtern der Bundespost findet. Überall dort, wo höchste Präzision verlangt wird, wo höchste technische Anforderungen gestellt werden, steht dieser Stern. Auch der TOURING trägt ihn.

E. HERX

Vom Sender zum Bildschirm

Moderne Fernsehempfangstechnik

Für den jungen Service-Techniker zusammengestellt

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 20 (1965) Nr. 17, S. 714

3.7.3. Zeilen-Endstufe

Die Aufgabe der Zeilen-Endstufe (Bild 78) besteht darin, einen sägezahnförmigen Strom für die horizontalen Ablenkspulen und zugleich auch die Hochspannung für die Bildröhre zu liefern.

3.7.3.1. Horizontal- oder Zeilenablenkung

Die Ablenkspulen für die Zeilenablenkung sind als Sattelspulen ausgeführt, das heißt, diese Spulen liegen wie ein Sattel auf dem Röhrenhals der Bildröhre. Dabei bilden sie rechts und links des

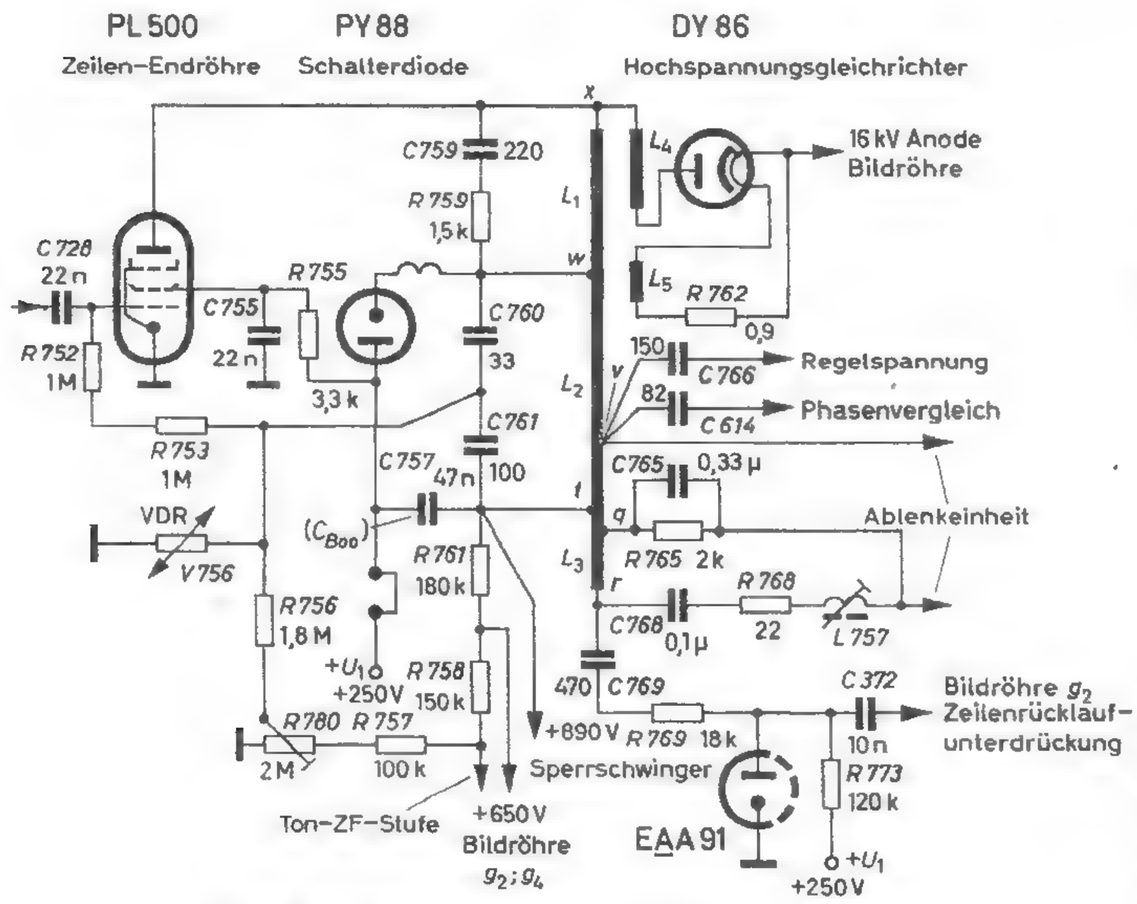


Bild 78. Vollständige Schaltung der Zeilen-Endstufe

Röhrenhalses dicke Kabelstränge. Fließt nun ein Elektronenstrom (wie im Bild 79 durch Pfeile gekennzeichnet) durch die Spulen, so bildet sich ein entsprechendes Magnetfeld innerhalb der Röhre aus.

Den Elektronenstrahl der Bildröhre kann man auch als einen elektrischen Leiter betrachten. Um diesen Leiter bildet sich ebenfalls ein Magnetfeld. Es verstärkt an der linken Seite das Magnetfeld der Ablenkspulen, an der rechten Seite wird es abgeschwächt. Der Strahl wird nach rechts ausweichen, wird also abgelenkt.

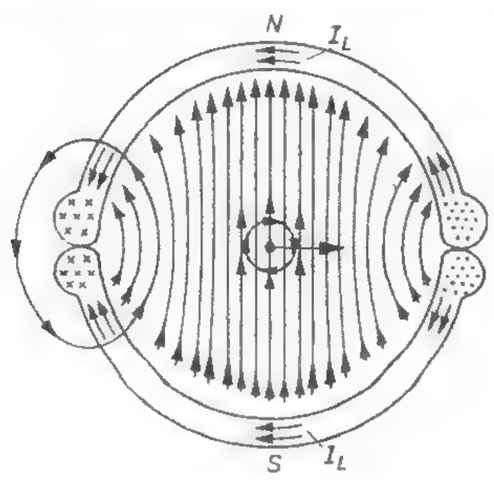


Bild 79. Entstehung des Magnetfeldes in den Zeilenablenkspulen (vom Bildschirm her gesehen)

Ändert der Ablenkstrom seine Polarität, so ändert sich auch die Polarität des Magnetfeldes, und infolgedessen wird der Elektronenstrahl zur anderen Seite abgelenkt. Die Größe der Ablenkung ist dabei dem Ablenkstrom proportional. Für eine lineare Zeilenablenkung ist also ein um den Nullpunkt schwankender sägezahnförmiger Strom durch die Ablenkspulen erforderlich.

Die Zeilenablenkspulen verhalten sich bei der relativ hohen Zeilenfrequenz (15 625 Hz) überwiegend induktiv. Der Strom in dieser Induktivität verläuft nach der Beziehung

$$I_L = I\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$$

oder auch

$$I_L = \frac{U}{R}\left(1 - e^{-\frac{t \cdot R}{L}}\right).$$

Ist die Zeitkonstante $\tau = L/R$ groß gegen die Zeit t, so bleibt die Exponentialfunktion im unteren linearen Stück.

Der Zeilentransformator ist als Spartransformator ausgeführt. An $L_1 + L_2$ liegt eine Spannung von 900 V. Die Zeitkonstante

$$\tau = \frac{L_1 + L_2}{R}$$

ist sehr groß gegen t. An einem Abgriff sind die Ablenkspulen angeschlossen.

3.7.3.2. Prinzip der Zeilen-Endstufe

Beide Röhren in der Zeilen-Endstufe (Bild 80) arbeiten als elektronische Schalter, wobei die PL 500 vom Zeilengenerator gesteuert wird. An der noch einmal vereinfachten Prinzipschaltung (Bild 81) soll die Funktion der Zeilen-Endstufe erläutert werden.

Bild 80. Prinzipschaltung der Zeilen-Endstufe ▶

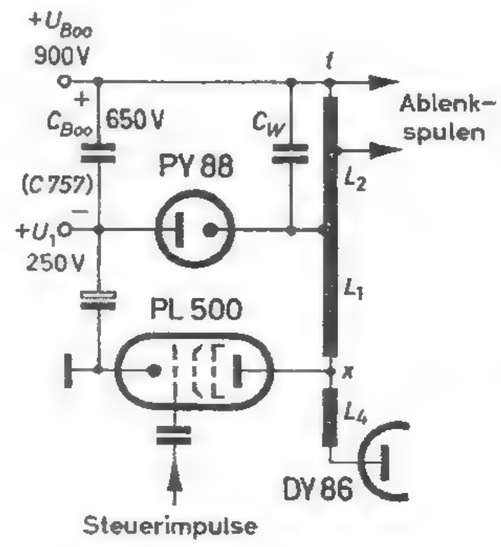


Bild 81. Vereinfachte Prinzipschaltung der Zeilen-Endstufe. a) Hinlauf, zweite Hälfte (Zeitabschnitt $t_1 \ldots t_2$); b) Rücklauf, erste Hälfte (Zeitabschnitt t_2 bis t_3); c) Rücklauf, zweite Hälfte (Zeitabschnitt $t_3 \ldots t_4$); d) Hinlauf, erste Hälfte (Zeitabschnitt $t_4 \ldots t_5$) ▶

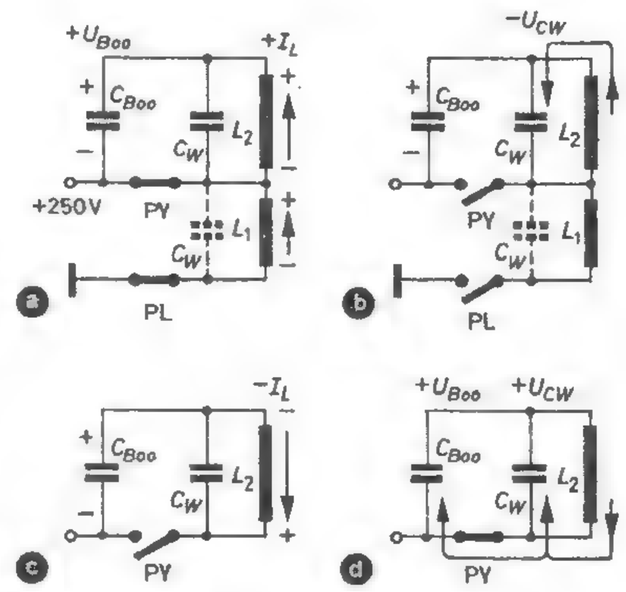


Bild 82. Leuchtfleckbewegung auf dem Bildschirm in den Zeitabschnitten $t_1 \ldots t_5$ ▶

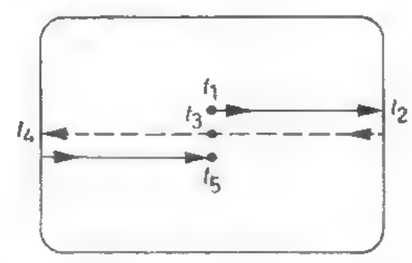


Bild 82 zeigt die zugehörige Lage des Leuchtflecks auf dem Bildschirm, Bild 83 die Strom- und Spannungsverhältnisse im Zeilentransformator.

3.7.3.2.1. Hinlauf, zweite Hälfte

Zum Zeitpunkt t_1 öffnet die Zeilen-Endröhre PL 500, die von den Impulsen des Zeilengenerators gesteuert wird (in Wirklichkeit schon etwas früher, wie später noch erläutert werden wird). Die Anode liegt nun über den niedrigen Innenwiderstand der Röhre an Masse, der elektronische Schalter ist geschlossen. An den Wicklungen $L_1 + L_2$ liegt eine Spannung von +900 V, die sich aus der Reihenschaltung der Betriebsspannung $U_1 = 250$ V mit der Boosterspannung $U_{Boo} = 650$ V ergibt (woher diese Boosterspannung oder auch Speicherspannung stammt, wird ebenfalls weiter unten erläutert). Durch $L_1 + L_2$ beginnt ein Strom $+I_L$ zu fließen (Bilder 81a und 83a). Dieser Strom steigt linear an, da die Zeitkonstante

$$\tau = \frac{L_1 + L_2}{R}$$

groß gegen die Zeit t (im Bild 83 der Zeitraum $t_1 \ldots t_2$) ist. Der Bildpunkt auf dem Bildschirm bewegt sich dabei nach rechts und erreicht zum Zeitpunkt t_2 den rechten Bildrand.

SIEMENS

BFY 33
BFY 34
BFY 46

Silizium-Planar-Transistoren

liefern wir kurzfristig für universelle Anwendungen in der Industrie-Elektronik

		BFY 33	BFY 34 (2N1613)	BFY 46 (2N1711)	
Technische Daten	U_{CEO}		30	30	V
	U_{CER}	30	50	50	V
	U_{CBO}	50	75	75	V
	I_C	500	500	500	mA
	f_T (I_C = 50 mA; U_{CE} = 10 V)	80	80	100	MHz
	F	5	6 ≦ 12	3,5 ≦ 8	dB
	B (I_C = 150 mA; U_{CE} = 10 V)	≧ 40	40-120	100-300	
	T_j	200	200	200	°C

Gehäuse TO 5 (DIN Bez. 5C3)

S I E M E N S & H A L S K E A K T I E N G E S E L L S C H A F T
W E R N E R W E R K F Ü R B A U E L E M E N T E · M Ü N C H E N

263-013

Erkennen Sie den Unterschied? Sie brauchen diesen Unterschied! Bitte - hier die Erklärung.

Wir weisen immer wieder nach, daß unsere Hi-Fi-Plattenwechsler ausgereift sind. Die Mechanik ist erstklassig, absolut hi-fi-sicher. Die ELAC Stapelachse garantiert unbedingt lotrechten Fall der Platten. Ein Luftpolster schützt — wie jeder Physiker beweist — die liegende Platte vor einer Beschädigung durch die fallende Platte.
Immer mehr Hi-Fi-Freunde vertrauen der Physik. Aber viele andere Hi-Fi-Freunde trauen nur ihrem Gefühl. Sie wollen einen Hi-Fi-Plattenspieler. Mit Aufsatzautomatik.
Sie müssen beide bedienen. Also liefert ELAC Ihnen neben dem Hi-Fi-Plattenwechsler MIRACORD 40 das „Schwester-Modell", den vollautomatischen Hi-Fi-Plattenspieler MIRAPHON 20.

Zuviel Mühe meinen Sie? Diese Frage beantwortet Ihnen der nächste Interessent für einen Hi-Fi-Plattenspieler. Bestimmt ist es besser (wir meinen, auch leichter für Sie) neben dem Hi-Fi-Plattenwechsler MIRACORD 40 den Hi-Fi-Plattenspieler MIRAPHON 20 vorrätig zu haben.
Genaue technische Informationen senden wir Ihnen auf Wunsch gern zu.

ELECTROACUSTIC GMBH · 2300 KIEL

FÜR KENNER
MEISTERLICHER
MUSIK

ELAC

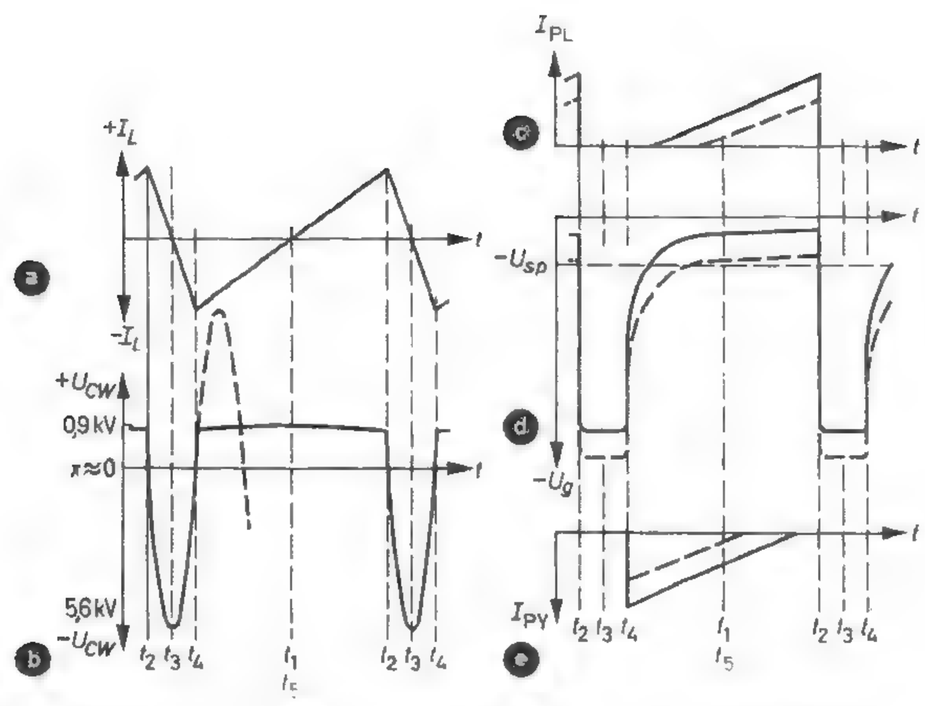


Bild 83. Strom- und Spannungsverläufe in der Zeilen-Endstufe; a) Strom I_L im Zeilentransformator, b) Spannung U_{CW} am Zeilentransformator, c) Strom I_{PL} in der Zeilen-Endröhre, d) Steuerspannung der Zeilen-Endröhre, e) Strom I_{PY} in der Schalterdiode

3.7.3.2.2. Rücklauf, erste Hälfte

Jetzt sperrt der Steuerimpuls die PL 500 (Bild 83d), der elektronische Schalter wird geöffnet. Das magnetische Feld im Zeilentransformator wird kleiner. Der Strom $+I_L$ sinkt ab, behält aber seine Richtung bei. Die Elektronen fließen in die Wicklungskapazität C_W und beginnen diese negativ aufzuladen (Bilder 81b und 83b). Da hierdurch die Katode der PY 88 positiv wird, öffnet die Schalterdiode (Schalter PY im Bild 81b). Das magnetische Feld bricht zusammen, der Kreis L_2, C_W wird angestoßen und schwingt mit seiner Resonanzfrequenz.

Bis zum Zeitpunkt t_3 ist der Strom $+I_L$ auf Null abgesunken, hat aber inzwischen die Wicklungskapazität C_W auf $-U_{CW\,max}$ aufgeladen (Bilder 83a und 83b). Die gesamte magnetische Energie

$$E = \frac{I_L^2\, L}{2}$$

befindet sich jetzt als elektrische Energie

$$E = \frac{U_{CW}^2\, C_W}{2}$$

in C_W. Da dieser Kondensator sehr klein ist, erreicht die Spannung an C_W eine Höhe von mehreren kV. Der Bildpunkt bewegt sich zur Mitte des Bildschirms (die er zum Zeitpunkt t_3 erreicht), denn es fließt ja kein Ablenkstrom mehr.

3.7.3.2.3. Rücklauf, zweite Hälfte

Die hohe negative Spannung $-U_{CW}$ verursacht nun einen Strom $-I_L$ in umgekehrter Richtung durch die Induktivität L_2 (Bild 81c). Er erreicht zum Zeitpunkt t_4 sein Maximum $-I_{L\,max}$, hat aber inzwischen die Wicklungskapazität C_W auf Null entladen. Die Kreisenergie befindet sich wieder als magnetische Energie in L_2. Der Bildpunkt hat auf dem Bildschirm den linken Bildrand erreicht.

3.7.3.2.4. Hinlauf, erste Hälfte

Da U_{CW} jetzt gleich Null ist, bricht das Magnetfeld wieder zusammen. Der Strom $-I_L$ wird kleiner, behält aber seine Richtung bei. Die Magnetfeldenergie beginnt die Wicklungskapazität C_W positiv aufzuladen (Bild 81d), und U_{CW} erreicht schnell den Wert der Boosterspannung an C_{Boo} (C 757).

Die Katode der PY 88 ist nun negativ gegen die Anode. Die Diode wird dadurch leitend, der elektronische Schalter (PY im Bild 81d) schließt sich wieder. Ohne die PY 88 würde der Kreis L_2, C_W weiterschwingen (im Bild 83b gestrichtelt gezeichnet), so aber ist der sehr viel größere Boosterkondensator parallel zu C_W geschaltet. Die Kreisenergie fließt über die PY 88 in den Boosterkondensator und wird dort gespeichert. Im Zeitabschnitt zwischen t_4 und t_5 wird also Energie zurückgewonnen. Die Spannung an C_{Boo} ändert sich dabei nur unwesentlich. Der Schwingungsvorgang ist infolge der gegenüber C_W sehr viel größeren Kapazität von C_{Boo} im Vergleich zur Rücklaufschwingung sehr viel langsamer.

Bis zum Zeitpunkt t_5 ist der Strom $-I_L$ auf Null abgesunken. Die gesamte Kreisenergie ist wieder als elektrische Energie in den Kondensatoren C_{Boo} und C_W gespeichert, und der Bildpunkt befindet sich wieder in der Mitte des Bildschirmes. Nun wird die PL 500 vom Steuerimpuls (Bild 83d) wieder geöffnet. Der Schalter im Bild 81a schließt (t_5 entspricht t_1), der ganze Vorgang wiederholt sich.

3.7.3.2.5. Verluste

In Wirklichkeit wird die PL 500 schon früher als zum Zeitpunkt t_5 geöffnet (Bild 83d). Das ändert jedoch nichts an den bisherigen Betrachtungen. Aus den gegenläufigen Strömen bildet sich ein Mittelwert, der zum Zeitpunkt t_5 gleich Null ist (Bilder 83c und 83e).

Bei der mehrmaligen Energieumwandlung (magnetische Energie in elektrische Energie und umgekehrt) geht selbstverständlich ein Teil als Wärme verloren. Dieser Betrag muß mit Hilfe der PL 500 ersetzt werden. Ein wesentlicher Teil wird jedoch über die PY 88 in den Boosterkondensator geleitet, dort gespeichert und steht beim Hinlauf wieder zur Verfügung. Diese Energie kann infolgedessen bei der Zeilen-Endstufe eingespart werden.

3.7.3.3. Vollständige Zeilen-Endstufe

Wie bereits erwähnt, ist der Zeilentransformator als Spartransformator ausgeführt. An den Anschlüssen v, q und r (Bild 78) kann der sägezahnförmige Ablenkstrom für die Zeilenablenkspulen, auf die erforderliche Größe transformiert, entnommen werden.

3.7.3.3.1. Hochspannungserzeugung

Bisher wurde die Zeilen-Endstufe für sich allein betrachtet, wobei es vor allem auf den Ablenkstrom ankam. Dazu wurde ein Potentialbezugspunkt gewählt, der zur Betrachtung dieser Funktion günstig schien. Will man jedoch die Erzeugung der Hochspannung und der sonstigen Hilfsspannungen betrachten, so muß man einen gemeinsamen Bezugspunkt suchen. Dieser ist im allgemeinen in jeder Schaltung Masse beziehungsweise das Chassis.

Der einzige sogenannte „ruhende" Punkt des Zeilentransformators ist der Abgriff t. Dieser Punkt liegt über den Boosterkondensator an der Betriebsspannung U_1 und über den Ladekondensator (200 µF) an Masse. Punkt t hat eine konstante Spannung von $U_{Boo} + U_1 = +900$ V gegen Masse. Dieses Potential bildet die

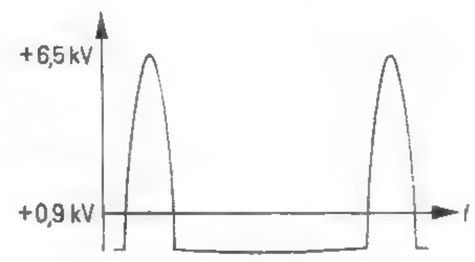
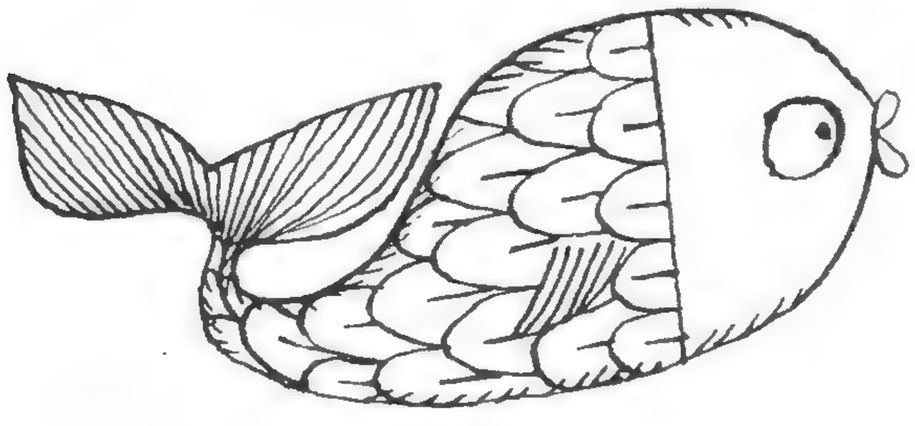


Bild 84. Positive Zeilenrücklaufimpulse

Nullinie des Spannungsdiagramms im Bild 84 (es ist die Umkehrung des Bildes 83b, bei dem Punkt x als Bezugspunkt diente). An $L_2 + L_1$ entsteht beim Zeilenrücklauf eine positive Spannungsspitze von annähernd 6 kV (s. Abschnitt 3.7.3.2.2.). Für die Spitzenspannung an der Anode der PL 500 ist dabei zu beachten, daß sich zu den 6 kV noch die Gleichspannung von 900 V addiert. Mit der Hochspannungsspule L_4 wird dieser positive Rücklaufimpuls auf 16 kV herauftransformiert und von dem Hochspannungsgleichrichter DY 86 gleichgerichtet. Als Ladekondensator dient dabei die Kapazität des inneren Belages der Bildröhre gegen ihren äußeren Belag. Die Heizspannung für die DY 86 wird mit Hilfe der Spule L_5 gewonnen, die aus einer Windung besteht.

3.7.3.3.2. Rücklaufimpulse für die Regelspannungserzeugung

Für die Regelspannungserzeugung werden Rücklaufimpulse aus dem Zeilentransformator benötigt (s. auch Abschnitt 3.4.1.2.). Am Punkt v liegt beim Zeilenrücklauf eine positive Spannungsspitze von etwa 280 V_{ss}, die über C 766 der Anode des Triodensystems der PCL 84 zugeführt wird.



FISCHFRISCH...

Heninger liefert alle Ersatzteile
immer in frischer Qualität
Ersatzteile durch HENINGER
der Versandweg ... sehr vernünftig!

3.7.3.3.3. Rücklaufimpulse für den Phasenvergleich

Der Rücklaufimpuls für den Phasen- und Frequenzvergleich wird ebenfalls am Punkt *v* abgenommen und über *C 614* der entsprechenden Schaltung zugeführt (s. auch Abschnitt 3.6.3.4.2.).

3.7.3.3.4. Austastung der Bildröhre

Am Punkt *r* des Zeilentransformators ist der Rücklaufimpuls negativ (Bild 83b). Ein derartiger Impuls wird zur Dunkelsteuerung der Bildröhre während des Zeilenrücklaufs benötigt. Der positive Teil des Impulses (während des Hinlaufs) würde wegen seiner Dachkrümmung eine Helligkeitssteuerung am Gitter *2* der Bildröhre verursachen, das heißt, zu den Seiten hin würde das Bild dunkler werden. Daher muß man den Impuls mit Hilfe der Diode EAA 91 beschneiden beziehungsweise begrenzen.

Die Anode der Diode liegt über *R 773* (120 kOhm) an $+U_1 = 250$ V. Es fließt also ständig ein Diodenstrom I_D von etwa 2 mA (Bild 85). Die Anode liegt über den niedrigen Innenwiderstand der Diodenstrecke an Masse. Über *C 769, R 769* gelangt der Rücklaufimpuls (Bild 85b) an die Anode. Sein positiver Anteil (Hinlauf) verstärkt nur den Diodenstrom. Erst wenn der negative Anteil (Rücklauf) so groß wird, daß der dadurch verursachte Strom (Entladestrom von *C 769*) über *R 769* den Diodenstrom übernimmt, sperrt die Diode. Dazu muß die Impulsspannung $-U_l > I_D \cdot R_{769} > 2\,\text{mA} \times 18\,\text{kOhm} = 36$ V geworden sein. Der darüber hinausgehende

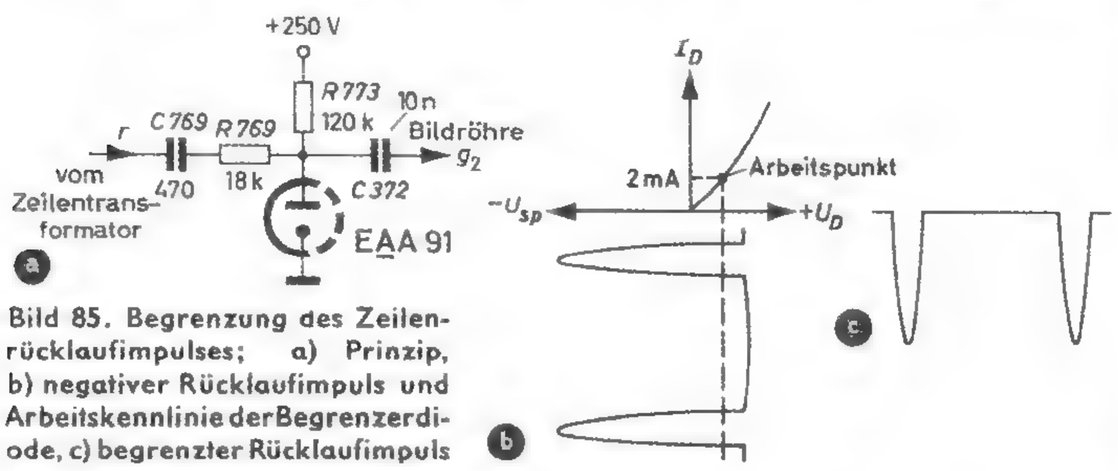


Bild 85. Begrenzung des Zeilenrücklaufimpulses; a) Prinzip, b) negativer Rücklaufimpuls und Arbeitskennlinie der Begrenzerdiode, c) begrenzter Rücklaufimpuls

negative Rücklaufimpulsanteil (Bild 85c) bleibt bestehen und kann über *C 372* dem Schirmgitter der Bildröhre zugeführt werden (s. auch Abschnitt 3.3.5.).

Es soll hier noch erwähnt werden, daß die in Reihe liegenden Kondensatoren *C 760* und *C 761*, die der Wicklung L_2 parallel geschaltet sind, die Wicklungskapazität C_W vergrößern. Sie sind daher für die Rücklauffrequenz mitbestimmend und beeinflussen die Hochspannung.

C 759 und *R 759* bedämpfen die Wicklung L_1 und verhindern zu hohe Spannungsspitzen an der Anode der PL 500, die zu Überschlägen führen könnten. Am Punkt *t* liegt eine Gleichspannung von +900 V, die Boosterspannung für die Zeilen-Endstufe. Sie ist durch *R 761, R 758, R 757* und *R 780* unterteilt. Über *R 761* wird sie als Schirmgitterspannung der Bildröhre zugeführt.

3.7.3.3.5. Einschaltbrummunterdrückung

Über den Widerstand *R 758* wird ein Teil der Boosterspannung zur Versorgung des Gitters *2* der Ton-ZF-Verstärkerröhre abgegriffen. Ein weiterer Spannungsteiler setzt diese Spannung auf die Schirmgitterspannung von 35 V herab. Diese Schaltung dient zur Unterdrückung des Einschaltbrumms. Dieser Brumm entsteht durch Übersteuerung des Bild-ZF-Verstärkers, solange

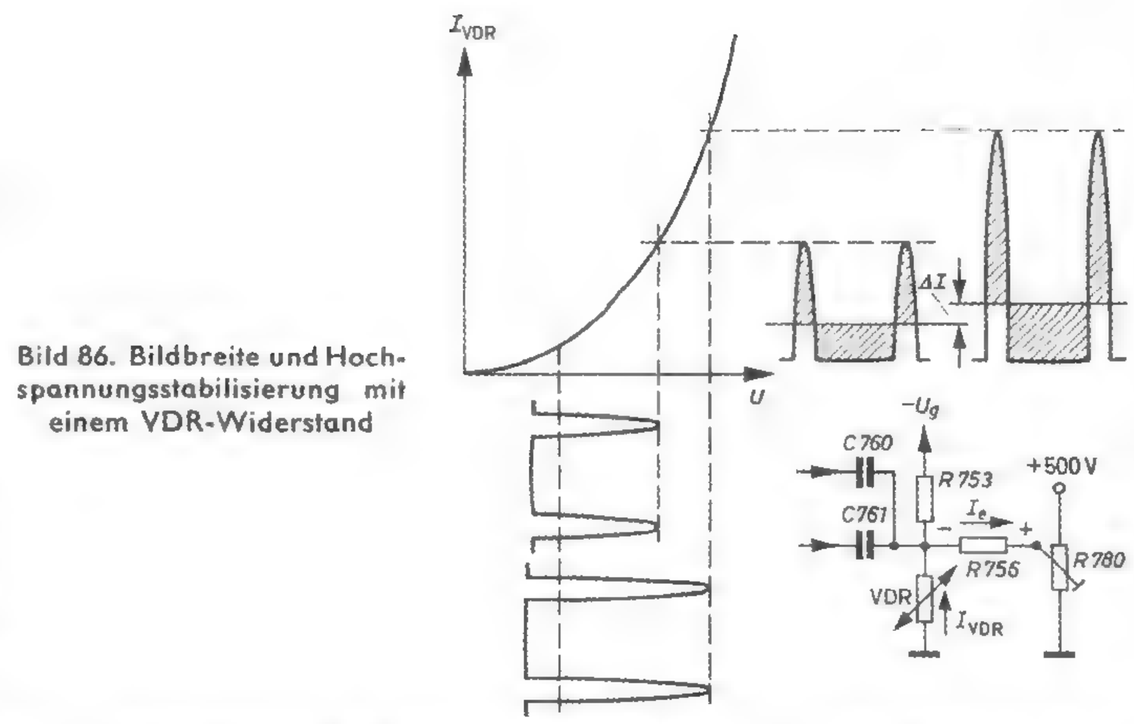


Bild 86. Bildbreite und Hochspannungsstabilisierung mit einem VDR-Widerstand

die Regelspannung noch nicht erzeugt wird. Sie kann erst entstehen, wenn die Zeilen-Endstufe arbeitet. Dann erst gelangen die Rücklaufimpulse an die getastete Regelröhre. Bis zu diesem Zeitpunkt bleibt nun auch der Ton-ZF-Verstärker gesperrt, weil das Schirmgitter spannungslos ist, bis die Boosterspannung durch die Zeilen-Endstufe erzeugt wird.

3.7.3.4. Stabilisierung von Bildbreite und Hochspannung

Zur Stabilisierung wird der VDR-Widerstand *V 756* verwendet. Ein VDR (voltage dependent resistor) ist ein Widerstand, der seinen Wert mit der angelegten Spannung ändert, und zwar wird der Widerstand mit steigender Spannung kleiner (Bild 86), die Strom-Spannungs-Kennlinie ist also gekrümmt.

Vom Regler *R 780* wird dem VDR über *R 756* ein Teil der Boosterspannung zugeführt. Damit bestimmt man den Arbeitspunkt auf der Kennlinie. Von den Kondensatoren *C 760* und *C 761* gelangen die Rücklaufimpulse des Zeilentransformators an den VDR. Während der hohen Rücklaufspitze ist der Widerstand klein. Es fließt dann ein großer Strom in *C 760* und *C 761*, der diese Kondensatoren negativ auflädt. Während des Zeilenhinlaufs ist dagegen die Spannung klein, der Widerstand des VDR also groß. Es können jetzt nur wenige Elektronen abfließen. Aus der Differenz der zufließenden und der abfließenden Elektronen ergibt sich ein Elektronenüberschuß, das heißt eine negative Spannung. Es stellt sich schließlich ein Gleichgewicht zwischen Ladung und Entladung ein.

Die Ladung erfolgt überwiegend über den VDR, da während der hohen Rücklaufspitze R_{VDR} klein gegen *R 756* (Arbeitswiderstand der Gleichrichterschaltung) ist. Die Entladung erfolgt fast ausschließlich über *R 756*, denn R_{VDR} ist jetzt groß gegen *R 756*. Der Entladestrom ist gleich dem arithmetischen Mittel des Aufladestroms I_{VDR}. Die Spannung an *R 756* wird $-U_{R\,756} = I_{VDR} \cdot R_{756}$. Die Spannung am VDR ergibt sich schließlich aus der Summe dieser negativen Entladespannung und der positiven Vorspannung $U_{V\,0}$. Die Summenspannung wird über *R 753, R 752* dem Steuergitter der PL 500 zugeführt und bildet deren Gittervorspannung U_g. Es ist also $-U_g = -U_{VDR} = -U_{R\,756} + U_{V\,0}$.

Steigt nun die Netzspannung über den Sollwert, so erhöhen sich die Betriebsspannung U_1, die Boosterspannung, die Hochspannung und der Ablenkstrom. Das Bild würde zu breit, die Rücklaufimpulse und die Hochspannung könnten unzulässig hohe Werte erreichen.

Die dem VDR zugeführten Rücklaufimpulse werden ebenfalls größer (Bild 86). Auch der Arbeitspunkt verschiebt sich durch die

erhöhte Boosterspannung etwas ins Positive. Es fließt ein größerer Ladestrom I_{VDR}, und der Entladestrom verursacht an *R 756* eine größere negative Spannung. Das bedeutet eine größere negative Gittervorspannung für die Zeilen-Endröhre PL 500. Die höhere Vorspannung verschiebt den Arbeitspunkt des Steuerimpulses ins Negative, die PL 500 öffnet zu einem jeweils späteren Zeitpunkt. Dadurch werden der Ablenkstrom sowie die Hochspannung wieder kleiner und sinken auf ihre ursprünglichen Werte ab. Umgekehrt wird bei erniedrigter Netzspannung die negative Gittervorspannung der Zeilen-Endröhre kleiner. Die PL 500 öffnet dann früher, der Strom I_L im Zeilentransformator kann länger ansteigen, der Ablenkstrom und die Hochspannung werden wieder größer. Bildbreite (Ablenkstrom) und Hochspannung (Rücklaufimpulse) bleiben also auch bei schwankender Netzspannung nahezu konstant.

3.7.3.5. Unterdrückung der Zeilenstruktur

Zur Verformung des Bildpunktes auf dem Bildschirm in Stellung „Zeilenfrei" (s. auch Abschnitt 3.3.5.) wird eine negative Spannung von etwa 500 V benötigt. Sie läßt sich ebenfalls aus dem Zeilenrücklauf gewinnen (Bild 87). Die positiven Rücklaufimpulse

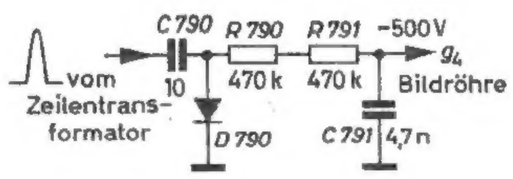


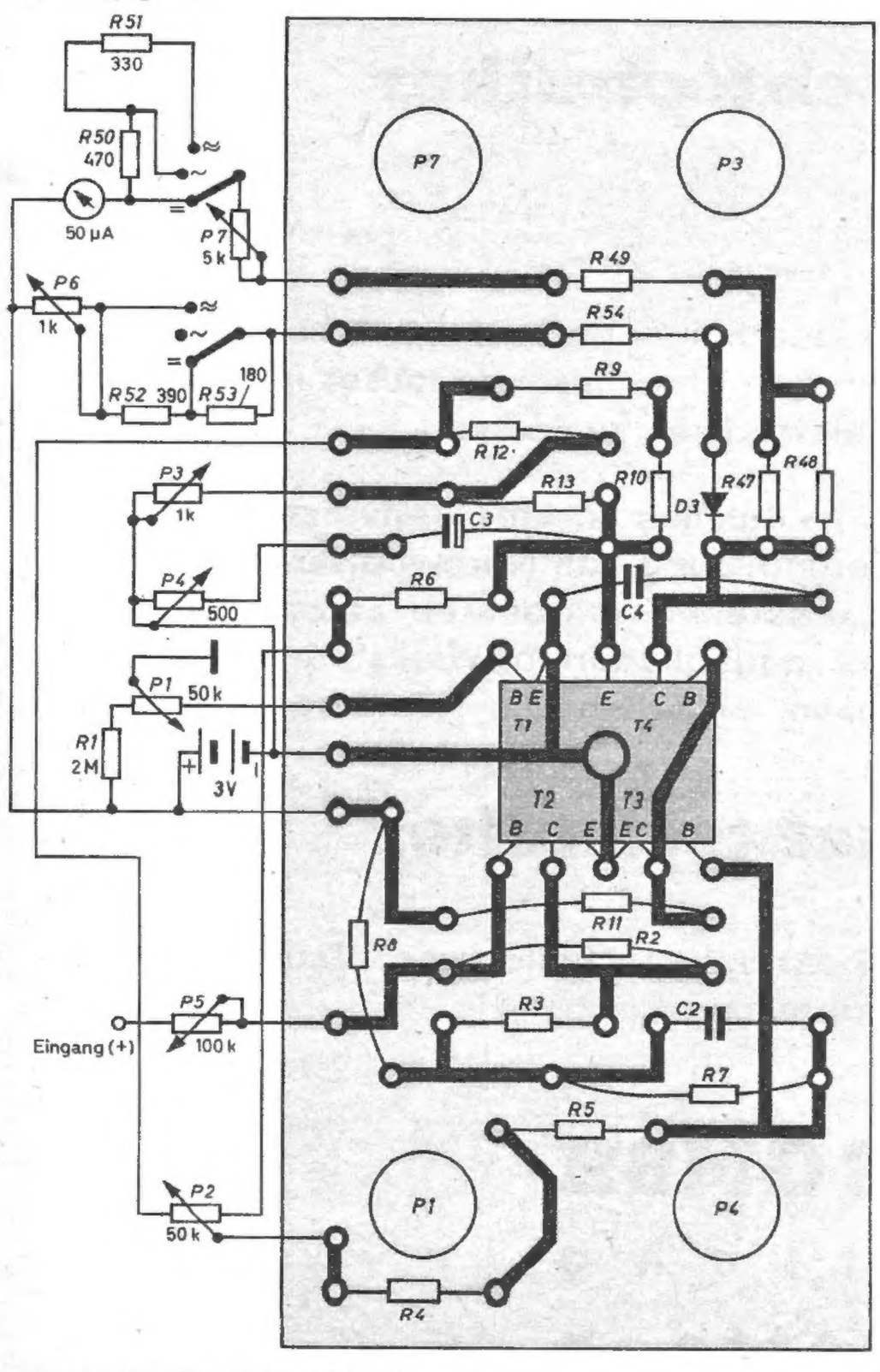
Bild 87. Schaltung zur Erzeugung der Vorspannung für die Unterdrückung der Zeilenstruktur

bewirken einen kräftigen Strom durch die Diode *D 790*. Er lädt den Kondensator *C 790* negativ auf. Die negative Spannung wird mit *R 790, R 791, C 791* gesiebt und dem Gitter *4* der Bildröhre zugeführt. Diese Spannung verändert die elektronische Linse der Bildröhre so, daß man die gewünschte ovale Form des Leuchtflecks erhält. (Fortsetzung folgt)

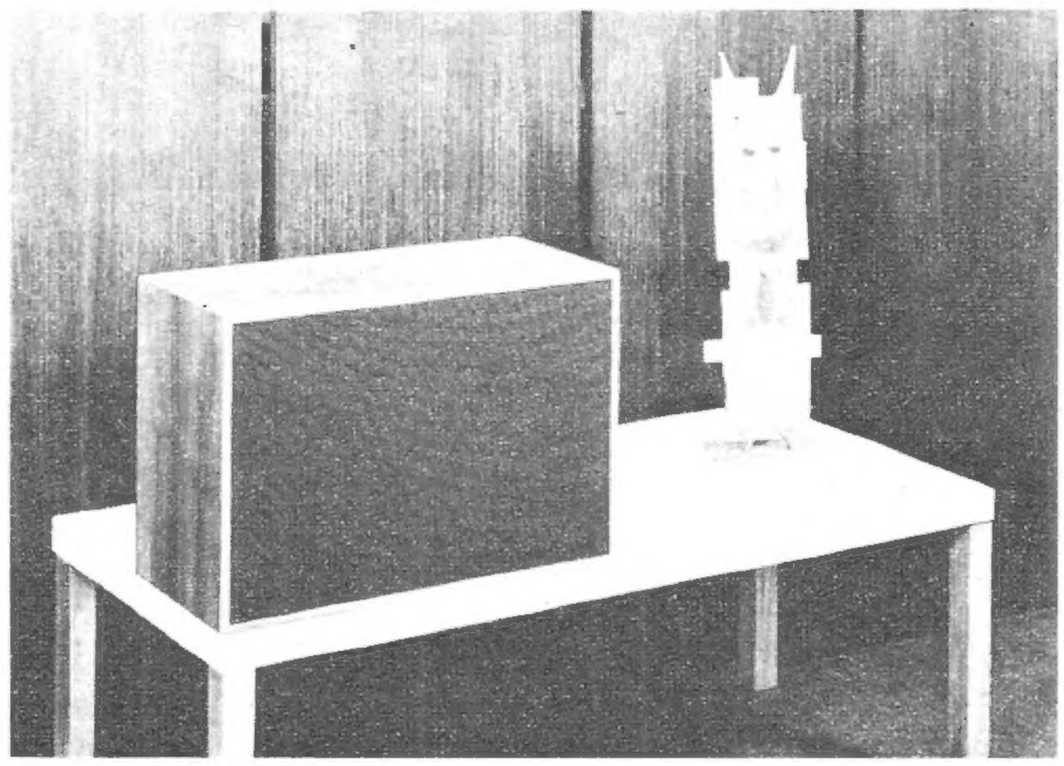
Berichtigung

Universalmeßgerät mit dauergespeistem Transistorverstärker und logarithmischer Anzeige. Funk-Techn. Bd. 20 (1965) Nr. 15, S. 592, u. Nr. 16, S. 621

Im Bild 6 (Schaltung des Meßverstärkers bei linearer Anzeige) muß *R 6* den Wert 680 kOhm haben. Außerdem enthalten die Ätzvorlage für den Meßverstärker und die angeschlossene Schaltung (Bild 12) Fehler. Das geänderte Bild 12 ist daher nachstehend noch einmal wiedergegeben.



P 292 a · 465



SEL-Lautsprecher für den Musikfreund

Diese hochwertige SEL Hi-Fi-Lautsprecherbox 25 W 40 erfüllt alle Wünsche der Musikfreunde. Sie zeichnet sich durch ein brillantes durchsichtiges Klangbild aus und ermöglicht eine naturgetreue Wiedergabe der Darbietungen. Ihr Übertragungsbereich erstreckt sich von den tiefsten bis zu den höchsten Tönen. Durch die Verwendung eines geschlossenen Gehäuses und von Spezial-Lautsprechersystemen konnten die Abmessungen der Box verhältnismäßig klein gehalten werden. Sie kann daher auch in den heute sehr beliebten Anbau- und Regalwänden Aufstellung finden. Im übrigen entspricht die Lautsprecherbox 25 W 40 bereits den neuen Normvorschlägen für die Heimstudiotechnik.

Technische Daten: Wiedergabebereich 35 bis 20000 Hz — Betriebsleistungsbedarf in normalen Wohnräumen 2 Watt – Maximale Belastbarkeit bei Sprache und Musik in der Spitze 25 Watt — Anschlußwert 4,5 Ohm — Klirrfaktor bei einer Betriebsleistung von 2 Watt bei 250 Hz 0,7 % — Maße 58 x 38 x 27 cm, Volumen 40 Liter — Holzart Nußbaum natur

Standard Elektrik Lorenz AG
Geschäftsbereich Bauelemente
Vertrieb Rundfunk- und Fernsehbauteile
73 Esslingen, Fritz-Müller-Straße 112
Fernsprecher (0711) 35141, Fernschreiber 7-23549

Besuchen Sie uns auf der Deutschen Funkausstellung 1965, Stuttgart, Halle 2, Stand 201

. . . die ganze nachrichtentechnik

BLAUPUNKT

UNSERE ERZEUGNISSE

AUTORADIOS – RUNDFUNK- UND FERNSEHGERÄTE –
sind ein Begriff für technischen Fortschritt und Qualität

Für ihre Weiterentwicklung unter Anwendung neuester Erkenntnisse auf den Gebieten der Halbleiter-Technik und Elektronik suchen wir schöpferisch begabte und für die Erfordernisse der Fertigung aufgeschlossene

Entwicklungs-Ingenieure

mit einschlägigem Studium und entsprechender Industrieerfahrung,
zu ihrer Unterstützung strebsame und mit guten theoretischen Kenntnissen ausgestattete

Labortechniker

Aufstiegsmöglichkeiten zum **Gruppenleiter** sind bei Bewährung und Eignung gegeben. Auch ist ein späterer Wechsel in andere Erzeugnisbereiche möglich.

Außerdem suchen wir zur Entwicklung und zum Bau elektrischer Prüf- und Meßeinrichtungen für die Fertigung und die Prüfung

HF-Ingenieure

und für die Wartung elektrischer Prüf- und Meßgeräte

Rundfunk- und Fernsehtechniker

Wir sind auch bereit,

jungen Ingenieuren

– auch der Fachrichtung „Allgemeine Elektrotechnik"– nach entsprechender informatorischer Ausbildung in verschiedenen Bereichen unseres Hauses in die Aufgaben eines Entwicklungs-Ingenieurs hineinwachsen zu lassen.

Ferner benötigen wir für Schulungsaufgaben im Rahmen unserer weitverzweigten Kundendienstorganisation und für die Heranbildung von Nachwuchskräften sowie für die Ausbildung von Lehrlingen in unserem Zweigbetrieb Salzgitter-Lichtenberg und für die den Verkaufsbüros angegliederten Werkstätten in Braunschweig, Frankfurt, Hannover, Mannheim, München und Nürnberg aufgeschlossene und pädagogisch begabte

Rundfunk- und Fernsehtechniker

Bewerbungen mit handgeschriebenem Lebenslauf, Lichtbild und Zeugnisabschriften erbitten wir an unsere Personalabteilung.

BLAUPUNKT-WERKE GMBH
Personalabteilung
32 HILDESHEIM · Postfach

In Kürze erscheint:

Praxis der Rundfunk-Stereofonie

von WERNER W. DIEFENBACH

AUS DEM INHALT

Zur Entwicklung des Stereo-Rundfunks
Drahtgebundene Stereo-Übertragungen · Erste AM-Stereofonie-Sendungen · Codierte UKW-FM-Stereo-Sendungen · Rundfunk-Stereofonie in einzelnen Ländern

Grundlagen der Rundfunk-Stereofonie
Die FCC-Stereo-Norm · Deutsche Modifikation der FCC-Norm · Methoden der Decodierung

Technik der Rundfunk-Stereofonie vom Sender bis zum Empfänger
Senderseite · Stereo-Empfangsgeräte

Service und Reparatur von Stereo-Rundfunkempfängern
Nachrüsten von Decodern · Aufstellen von Stereo-Rundfunkanlagen · Meßeinrichtungen für Werkstätten · Reparatur von Stereo-Rundfunkempfängern und Decodern

Selbstbau von Decodern und Stereo-Generatoren
Einfacher Transistor-Decoder · Transistor-Decoder mit Stereo-Anzeige und Umschaltautomatik · FM-Stereo-Service-Generator

Schrifttum / Sachwörter

145 Seiten · 117 Bilder · 11 Tabellen · Ganzleinen 19,50 DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und Ausland sowie durch den Verlag

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

Berlin-Borsigwalde · Postanschrift: 1 Berlin 52

Zur Ergänzung unserer Redaktion
suchen wir einen

jüngeren Mitarbeiter

möglichst Betriebswirt, Volkswirt oder Wirtschaftsingenieur

Herren mit praktischen Erfahrungen in Wirtschaft oder Presse sowie technischem Verständnis, die an einer entwicklungsfähigen Dauerstellung interessiert sind, bitten wir um eine ausführliche Bewerbung mit Lebenslauf, Tätigkeitsnachweis und Gehaltsanspruch an

LICHTTECHNIK

1 Berlin-Borsigwalde (52), Eichborndamm 141-167

STAATLICHE INGENIEURSCHULE ESSLINGEN a. N.
73 Eßlingen am Neckar · Kanalstraße 33

Für das Nachrichtentechnik-Laboratorium wird bis 1. 10. 1965 ein

Werkmeister

als Leiter der Laborwerkstatt gesucht. Mechaniker zur Unterstützung ist vorhanden. Bezahlung nach BAT VI b, Aufrückung nach V c später möglich.

Kaufgesuche

HANS HERMANN FROMM bittet um Angebot kleiner und großer Sonderposten in Empfangs-, Sende- und Spezialröhren aller Art. Berlin 31, Fehrbelliner Pl. 3, Telefon: 87 33 95 / 96, Telex: 1–84 509

Röhren und Transistoren aller Art, kleine und große Posten gegen Kasse. **Röhren-Müller,** Kelkheim/Ts., Parkstr. 20

Unterricht

Theoretische Fachkenntnisse in Radio- und Fernsehtechnik durch Christiani-Fernkurse Radiotechnik und Automation. Je 25 Lehrbriefe mit Aufgabenkorrektur und Abschlußzeugnis. 800 Seiten DIN A 4. 2300 Bilder. 350 Formeln und Tabellen. Studienmappe 8 Tage zur Probe mit Rückgaberecht. (Gewünschten Lehrgang bitte angeben.) Technisches Lehrinstitut Dr.-Ing. Christiani. Konstanz. Postf. 1957

BET

KLEIN-OSZILLOGRAF
„miniszill" DM 199,80
Kompletter Bausatz einschließlich Röhren und Bauanleitung
Ausführliche Baumappe auch einzeln erhältlich
Schutzgebühr DM 3,– zuzüglich Versandkosten
Alleinvertrieb:
BLUM-ELEKTRONIK 8907 Thannhausen, Telefon 494

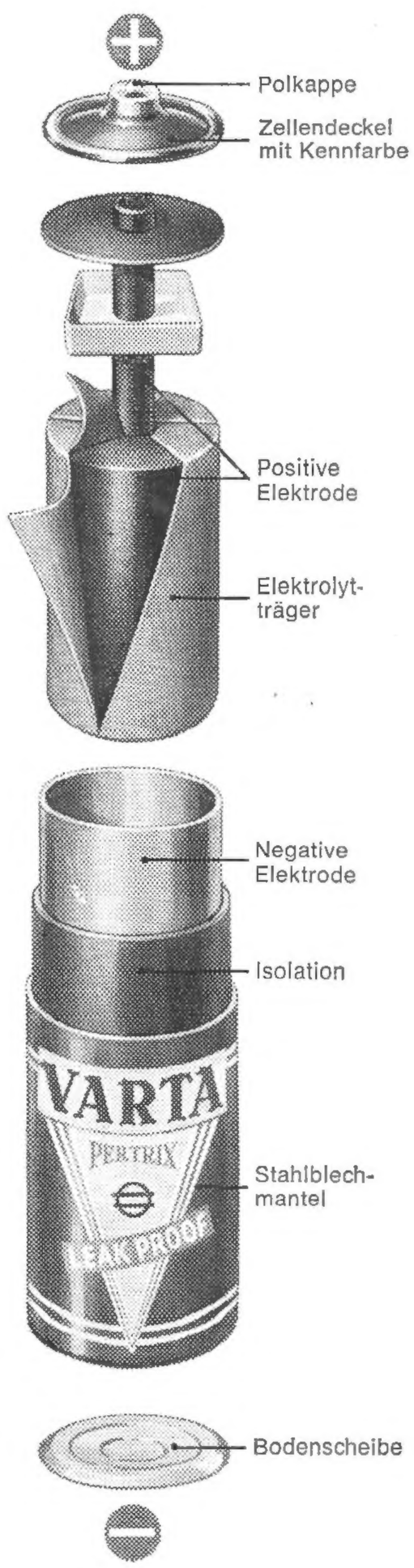
VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde. Postanschrift: 1 Berlin 52, Eichborndamm 141-167. Tel.: (03 11) 4 12 10 31. Telegramme: Funktechnik Berlin. Fernschreiber: 01 81 632 vrfkt. Chefredakteur: Wilhelm Roth, Stellvertreter: Albert Jänicke, Techn. Redakteure: Ulrich Radke, Fritz Gutschmidt, sämtlich Berlin. Chefkorrespondent: Werner W. Diefenbach, Kempten/Allgäu. Anzeigendirektion: Walter Bartsch, Anzeigenleitung: Marianne Weidemann, Berlin. Chefgraphiker: B. W. Beerwirth, Berlin. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. Postscheck: Berlin West 7664 oder Bank für Handel und Industrie AG, 1 Berlin 65, Konto 79 302. Bestellungen beim Verlag, bei der Post und beim Buch- und Zeitschriftenhandel. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Abonnementspreis bei Postbezug im Inland monatlich 3,55 DM einschl. Postgebühren, im Ausland 3,70 DM zuzüglich Porto. Einzelheft im In- und Ausland 1,90 DM zuzüglich Porto. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck – auch in fremden Sprachen – und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. Druck: Druckhaus Tempelhof

Verholzstr. 25a

VARTA Informationen Trockenbatterien

In den ersten VARTA Informationen über Trockenbatterien unterrichteten wir Sie über den klassischen Aufbau der Trockenbatterie.
Heute machen wir Sie mit den Hochleistungszellen in der sogenannten Paperlined-Technik bekannt.

2



Die Hochleistungszelle in Paperlined-Aufbau

besonders geeignet für Geräte mit hohem Strombedarf. Kennzeichen: Abdeckscheibe oder Streifen am Etikett – orange. Vorzüge gegenüber dem klassischen Batterieaufbau: größere Leistungsfähigkeit, höherer Energieinhalt.

Die typischen Eigenschaften der VARTA Hochleistungszellen

Während bei der klassischen Batteriebauweise zwischen der negativen Elektrode (dem Zinkbecher) und dem Depolarisator ein freier Raum besteht, der durch die eingedickte Elektrolytflüssigkeit ausgefüllt ist, wird bei der Paperlined-Zelle die Elektrolytflüssigkeit von dem saugfähigen Papier aufgenommen, welches um den Depolarisator gewickelt ist (deshalb paperlined genannt).
Der dadurch freiwerdende Zwischenraum wird zur Vergrößerung der Depolarisatormasse nutzbar gemacht. Das aktive Volumen wird damit gegenüber einer klassischen Zelle fast verdoppelt. Die elektrochemischen Reaktionen bei der Stromentnahme entstehen wie bei der klassischen Zelle durch Zusammenwirken der drei Hauptbestandteile. Durch die Vergrößerung des Depolarisatorvolumens bei den Hochleistungszellen und durch eine spezielle Zusammensetzung der Depolarisatormasse wird ein höherer Gesamtenergieinhalt und eine stärkere Belastbarkeit (höhere Entladeströme) erzielt.

VARTA baut außer Trockenbatterien auch Blei- und Stahlbatterien für alle Einsatzmöglichkeiten — von der kleinsten 5 mAh-Zelle für medizinische Zwecke bis zur größten stationären Batterie von 20000 und mehr Ah.

VARTA Trockenbatterien
sind Produkte der
VARTA PERTRIX-UNION GMBH
Frankfurt/Main

Für Ihre Sammelmappe VTI 2/65

immer wieder VARTA wählen